RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

6. JAHRGANG 19 OKTOBER 1957



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:

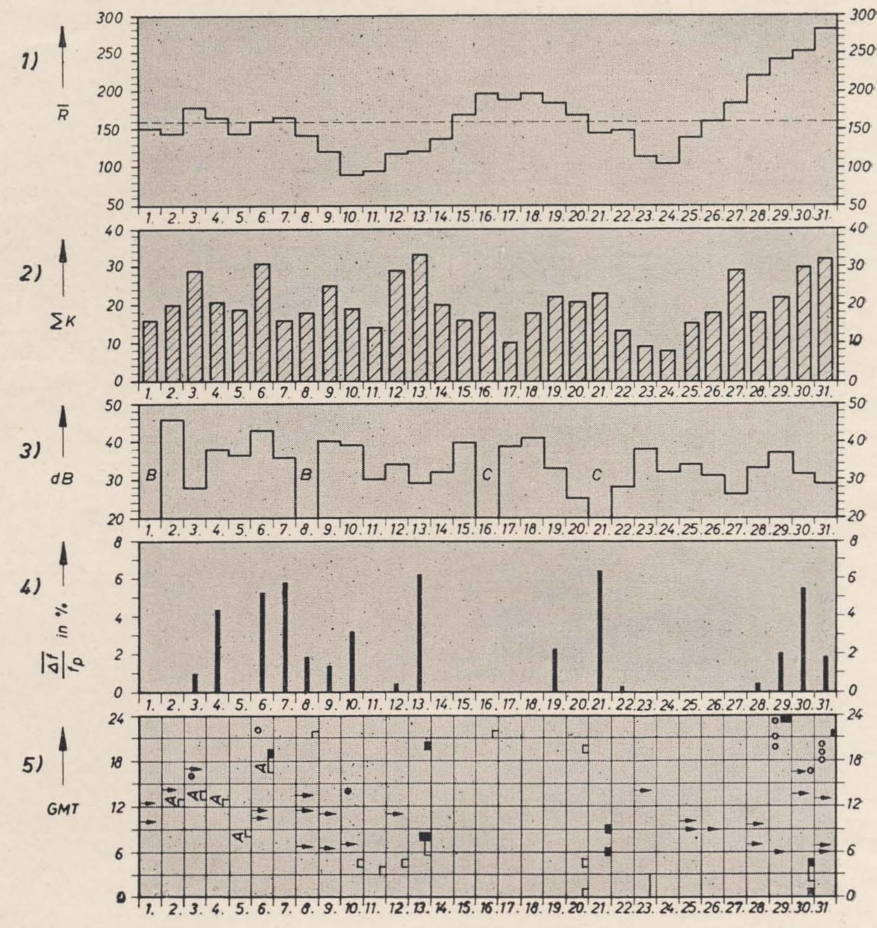
Unser Bild zeigt den Großbildfernsehprojektor des VEB Stern-Radio Berlin, der das Bild durch ein Objektiv auf eine 120×160 cm große Projektionswand wirft (siehe auch Messebericht Seite 587). Aufnahme: Blunck

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Ing. Giselher Kuckelt
Lizenznummer: 4102
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM

Die KW-Ausbreitung im Aug. 1957 und Vorschau für Okt. 1957

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



Vorschau für Oktober 1957

1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)

2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)

3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz
B = abnormal hohe Absorption oder Mögel-Dellinger-Effekt
C = Gerätestörung

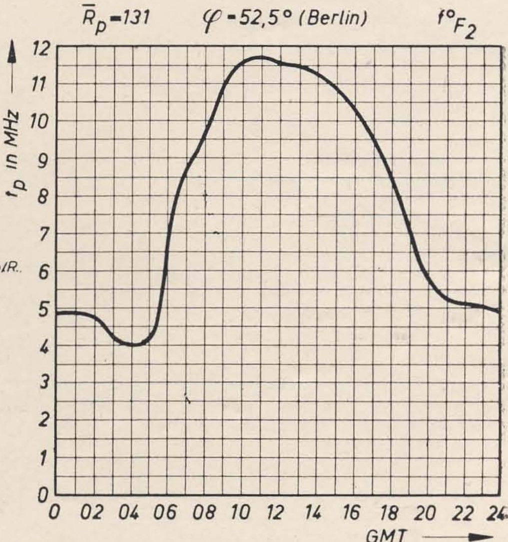
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = f_p - f_m$ für $f_p < f_m$ $\Delta f = 0$
f_p = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfreqenz

5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R. bezogen auf den vorhergesagten Wert
$\frac{\Delta f}{f}$ = 18...29 %
= 30...39 %
= 40...49 %
= 50 % und darüber

→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)

o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes $A \geq 60\gamma$ bezogen auf eine Stunde

▯ Streuecho ▯(A) Abdeckung durch E-Schicht



Bestellungen nehmen entgegen

für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin, und die Beauftragten der Zentralen Zeitschriftenwerbung

für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Léguè 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62–68
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen »Sojuspechatj«, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

1. OKTOBERHEFT 6. JAHRGANG 19 | 1957

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

LEHREN AUS LEIPZIG

Schon seit längerer Zeit stehen die Thesen des ZK der SED zur Vereinfachung des Staatsapparates und zur Verbesserung seiner Arbeitsweise im Mittelpunkt des Interesses. Die Diskussion hat begonnen und zieht immer weitere Kreise. Sie müßte jeden Wirtschaftsfunktionär, jeden Ingenieur, im Grunde jeden Werktätigen unserer Industrie erfassen. Denn das Zentralkomitee der Partei der Arbeiterklasse stellt uns allen die Aufgabe, unseren Industriezweig so zu reorganisieren, daß zwei Dinge gewährleistet sind: Erstens eine bessere zentrale Planung und zweitens eine bessere Nutzbarmachung der Initiative der Werktätigen, mit dem Ziel der besseren Erfüllung des Fünfjahrplans und damit der schnelleren Entwicklung unserer Volkswirtschaft, zum Wohle aller Bürger der Deutschen Demokratischen Republik und letzten Endes — durch das Beispiel, daß wir Westdeutschland geben — aller Deutschen. Die Thesen des ZK enthalten bestimmte Vorschläge, wie z. B. die Bildung von Industrieverwaltungen, die strenge Trennung von operativer Anleitung und der Lösung von Grundsatzfragen usw.; aber wie das konkret in unserem Industriezweig aussehen soll, ist uns selbst auf der Grundlage unserer praktischen Erfahrung überlassen.

Darum verbinde ich die Thesendiskussion mit der Auswertung der hinter uns liegenden Leipziger Messe, die uns gewissermaßen die bisherigen Resultate unserer praktischen Arbeit konzentriert vor Augen hält. Welche Schlußfolgerungen müssen nun aus der Leipziger Herbstmesse gezogen werden?

1. Die Herbstmesse in Leipzig zeigt wiederum, daß wir unter der bisherigen Leitung der Industrie große Erfolge erringen konnten. Unsere Rundfunk- und Fernsehgeräte sind vielfach — das zeigt gerade der Vergleich mit Frankfurt — genau so gut wie die besten ihrer Klasse in der Welt. Wir können stolz sein auf „Dürer", „Dominante", „Diamant", „Erfurt II", „Berolina", Stradivari" usw. „Technische" Spielereien, die nicht das Resultat wirklicher technischer Weiterentwicklung, sondern einer überhitzten Marktatmosphäre sind, lehnen wir bewußt und entschieden ab. Wir haben es darüber hinaus vermocht, trotz der kurzen Zeit seit der Leipziger Frühjahrsmesse, die Fertigung einer ganzen Anzahl wichtiger Neuentwicklungen aufzunehmen: Wir nennen beispielsweise die Allstrom-Fernsehempfänger „Weißensee", „Iris 12" und „Iris 17" von Stern-Radio Berlin und Staßfurt, das auf zwei Geschwindigkeiten umschaltbare Magnettongerät „KB 100" vom Fernmeldewerk Leipzig, das Rundfunkgerät mit Weckeruhr „Konsul" von Stern-Radio Sonneberg und vor allem den Fernseh-Projektionsempfänger von Stern-Radio Berlin. Die bisherige Leitung der Industrie erwies sich also als so erfolgreich, daß es nicht darauf ankommt, ob sie ein paar Monate länger fungiert oder nicht. Mit anderen Worten: wir haben gar keinen Grund, die Diskussion übereilt zu führen und verfrüht abzubrechen. Natürlich kann und soll man nicht ewig diskutieren. Aber es wäre nicht nur falsch, sondern auch unnötig, die Diskussion zeitlich derartig einzugrenzen, daß die Probleme nicht gründlich ausdiskutiert werden können.

2. Gleichzeitig muß man aber mit allem Ernst die Schlußfolgerungen aus der Tatsache ziehen, daß es in Leipzig weder Geräte mit Transistoren noch mit gedruckten Schaltungen gab. Hier sind bestimmte grundsätzliche Fragen zu spät gestellt und gelöst worden, zum Teil sind sie heute noch nicht gelöst. Wir wollen den Kollegen der HV RFT nicht den Vorwurf machen, daß sie nicht leisten konnten, was tatsächlich Menschenkraft überfordert, sondern wir wollen die Schlußfolgerung ziehen, daß bei der Reorganisation der Industrie das durch die Thesen des ZK aufgestellte Prinzip der Trennung der Lösung von Grundsatzfragen von der operativen Anleitung streng eingehalten werden muß. Das Ministerium muß sich ausschließlich mit der Lösung der Grundsatzfragen zu befassen haben, wie z. B. der Standortverteilung der Industrie (Fertigung der Transistoren!), Fragen der Typisierung und Spezialisierung und damit der ökonomisch richtigen Ausnutzung der neuen Technik der gedruckten Schaltungen usw. Das gilt auch — und ganz besonders — für die Anleitung und Kontrolle der wichtigsten technischen Weiterentwicklungen auf dem Hochfrequenzgebiet. Den Industrieverwaltungen muß ausschließlich das Gebiet der operativen Anleitung der ihnen unterstellten Betriebe überlassen bleiben. Jede Reorganisation, die von diesem Prinzip abweicht, ist — besonders bei dem schnellen Tempo der Entwicklung der Hochfrequenztechnik — falsch und schädlich.

3. Jede Reorganisierung der Leitung der Industrie, die das Problem der Bilanzierung der Bauelementeindustrie mit der Gerätebauindustrie nicht besser löst, als es bisher die HV RFT tun konnte, hätte ihren Zweck verfehlt. Im engen Zusammenhang damit steht die Frage, in wieviel Industrieverwaltungen der Bereich der bisherigen HV RFT aufzuteilen ist. Bei jeder Aufteilung in mehr als eine Industrieverwaltung, etwa in drei oder fünf, entsteht sofort das Problem, wer nun die Bilanzierung zwischen den Industrieverwaltungen vornehmen soll. Wenn diese Aufgabe dem Ministerium übertragen werden soll, ist der Verstoß gegen das unter (2) aufgeführte Prinzip der strengen Trennung der Lösung der Grundsatzfragen von der operativen Anleitung so groß, daß damit meiner Ansicht nach der ganze Wert der Reorganisation in Frage gestellt ist. Andererseits wäre es illusorisch, hoffen zu wollen, daß eine volkswirtschaftlich richtige Bilanzierung sozusagen „automatisch" aus dem Streit von drei oder fünf I.V.-Direktoren resultieren könnte. Es gibt also nur die Alternative zwischen mehreren Industrieverwaltungen unter einer starken Dachorganisation (für die noch ein Name zu finden wäre) und einer „gemischten" Industrieverwaltung, die sich aus mehreren Gruppen von Betrieben und Kombinaten zusammensetzt. Meiner Ansicht nach besteht kein großer Unterschied zwischen diesen beiden Alternativen. Der Vorteil einer „gemischten" Industrieverwaltung läge neben der besseren Koordinierung darin, daß sie der vorhandenen Struktur vieler unserer Betriebe besser entspricht, als das eine Mehrzahl von Industrieverwaltungen könnte. Denn, sagen wir, wir hätten eine Industrieverwaltung „Bauelemente und Vakuumtechnik", eine I. V. „Kommerzielle Geräte" und eine I. V. „Rundfunk-, Fono- und Fernsehgeräte", unter welche I. V. würde Funkwerk Erfurt und unter welche Rafena Radeberg fallen? Wir erwähnen diese beiden Werke nur als Beispiele; das Problem würde für eine ganze Anzahl unserer Werke stehen. Auf der anderen Seite wäre es denkbar, daß die noch zu erhöhende Eigenverantwortlichkeit der Werkleiter und die Förderung der Initiative aller Werktätigen der Hochfrequenzindustrie bei der Aufteilung des Bereiches der bisherigen HV RFT in mehrere Industrieverwaltungen besser gewährleistet sind als bei einer „gemischten" I. V. mit mehreren Gruppen und Kombinaten. Dazu käme als sehr wichtiger Vorteil einer Aufteilung des jetzigen HV-Gebietes in mehrere Industrieverwaltungen die bessere Übersehbarkeit einer I. V., die sich nur mit einem bestimmten Spezialgebiet der Hochfrequenztechnik befaßt. Von der Leitung einer derartigen I. V. könnte man wirklich eine — im Rahmen der Aufgabenstellung der Industrieverwaltungen — umfassende Anleitung und Kontrolle erwarten.

Diese Fragen müssen sehr gründlich diskutiert werden, bevor eine Entscheidung gefällt wird, die von fundamentaler Bedeutung für die ganze weitere Entwicklung der Hochfrequenzindustrie der Deutschen Demokratischen Republik sein wird. *P. S.*

Ein Blick in die Pressekonferenz der HV RFT ▶



LEIPZIGER HERBSTMESSE 1957

Ich schreibe diese Zeilen im Pressezimmer der HV RFT — auch eine Neuerscheinung dieser Messe und für den geplagten Journalisten nicht die schlechteste. Denn abgesehen von der Bequemlichkeit ist es ein Symbol dafür, daß man von seiten des MfAM und der HV RFT mehr und mehr Wert auf gute Beziehungen zur Presse und besonders zur Fachpresse legt. Und das ist gut so. Ein westdeutscher Journalist, mit dem ich mich im Anschluß an die Pressekonferenz der HV RFT noch etwas unterhielt, sagte mir sinngemäß: „Wenn in der Bundesrepublik ein Ministerium eine Pressekonferenz veranstaltet, treten wir als Gegner auf." Das tun wir nicht, und das sind wir nicht. Wir brauchen keine sensationellen Indiskretionen, die wir durch Kreuzverhör und Schocktaktik aus den Kollegen im Ministerium herausholen, um unsere Blätter abzusetzen. Wir setzen uns mit ihnen oft, und manchmal scharf auseinander; aber immer auf der gemeinschaftlichen Basis, unsere Industrie und unsere Sache vorwärtszubringen.

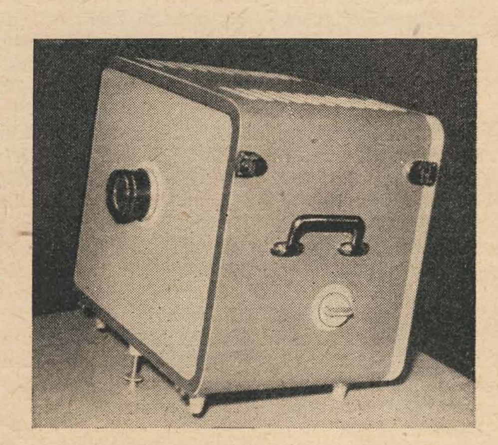
Einige interessante Tatsachen und Perspektiven von der Pressekonferenz der HV RFT: Der Plan, 1957 600000 Rundfunk- und 100000 Fernsehgeräte zu produzieren, wird erfüllt werden. Von den Rundfunkgeräten gehen 35 %, von den Fernsehgeräten 10 % in den Export. Wir exportieren vor allem in die Volksdemokratien und in den Vorderen Orient, aber auch nach Frankreich, Belgien, Österreich, in die skandinavischen Länder usw. Wir könnten auf Grund der Qualität unserer Geräte leicht das Doppelte und das Dreifache exportieren. Unsere Fernsehgeräte werden teilweise noch mit der 30-cm-Bildröhre ausgerüstet, die wir selbst vollständig herstellen können. Die 43-cm-Röhre wird teils noch ganz importiert, teils importieren wir nur die Glaskolben. Aber 1958 werden wir sie ebenfalls ganz produzieren; und Ende 1959, so erklärte Minister Rudolf Müller, werden wir mit dem neuen Bildröhrenwerk von WF eine Produktionskapazität von 600000 43-cm-Bildröhren pro Jahr haben. — In diesem Zusammenhang eine Bemerkung zu der Praxis des DAMW Dresden: Laut Koll. Wächter, dem Gütekontrolleur der HV RFT, weigerte es sich, dem „Iris 12" von Staßfurt und dem „Weißensee" von Stern-Radio Berlin das Gütezeichen I zu verleihen, weil bzw. insoweit diese Geräte die 30-cm-Bildröhre verwenden. Wir konnten das wegen der Kürze der Zeit nicht mehr nachprüfen; aber wenn das stimmt, so müssen wir den Kollegen vom DAMW Dresden erklären, daß uns für ihren Standpunkt jedes Verständnis fehlt. Denn bei dem auch auf der diesjährigen Herbstmesse streng durchgeführten Prinzip: „Nur Geräte mit mindestens dem Gütezeichen I und genehmigtem Preis dürfen ausgestellt werden", hätte das bedeutet: Weil „Iris 12" und „Weißensee" entsprechend den bei uns noch vorhandenen Gegebenheiten die 30-cm-Bildröhre benutzen (bzw. teilweise benutzen), dürfen sie nicht ausgestellt werden! Der Standpunkt des DAMW Dresden ist dabei nicht nur ökonomischer, sondern auch technischer Unsinn, denn die Größe der benutzten Bildröhre sagt bekanntlich absolut nichts über den technischen Stand des Gerätes aus. Bekanntlich sind z. B. bei dem „Weißensee" die 30-cm- und 43-cm-Bildröhren ohne weitere Veränderungen des Gerätes gegeneinander austauschbar; und die Veränderungen, die notwendig sind, um aus dem „Iris 12" ein „Iris 17" zu machen, sind minimal und haben mit dem technischen Stand des Staßfurter Gerätes überhaupt nichts zu tun. — Noch ein interessanter Hinweis von der Pressekonferenz: Wie in den vorhergehenden Jahren wurde auch zur Herbstmesse 1957 die westdeutsche Firma Grundig in Leipzig erwartet; und ihr Nichterscheinen löste einiges Erstaunen aus. Nach zuverlässigen Informationen hat das Nichterscheinen der Firma nichts mit geschäftlichen Erwägungen zu tun. Ihr wurde von Bonner Seite „empfohlen", nicht nach Leipzig zu kommen...

Im übrigen bietet das Städtische Kaufhaus das nun schon gewohnte farbenfrohe Bild emsigen Treibens beeindruckter Fachleute, nicht minder seriöser Käufer und trotz allem die Nerven behaltender Aussteller. Unsere Bewunderung ist ihnen gewiß! P. S.

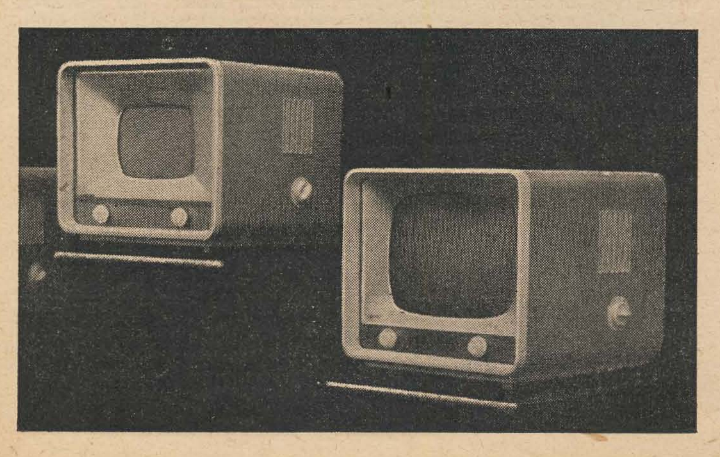
▼ FERNSEHEN

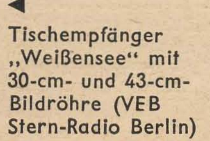
Auf der diesjährigen Herbstmesse waren neben dem VEB Rafena und dem VEB Rundfunkgerätewerk Elbia mit ihren von der Frühjahrsmesse her bekannten Geräten die VEB Stern-Radio Berlin und Stern-Radio Staßfurt vertreten.

Unter dem Namen „Weißensee" stellte der VEB STERN-RADIO BERLIN einen Tischempfänger vor, der in einem formschönen Gehäuse mit Kunstlederbezug in verschiedenen Farbausführungen erhältlich sein wird. Es handelt sich hier um ein Allstromgerät für 220 V mit zehn Kanälen und zwei Reservekanälen. Der Empfänger ist mit folgenden Röhren bestückt: 5 × PCF 82, 2 × PCL 82, PL 81, PY 81, DY 86 und fünf Germaniumdioden. Bei diesem Gerät besteht die Möglichkeit, die 30-cm-Bildröhre B 30 M 2 gegen eine 43-cm-Bildröhre B 43 M 1 ohne besonderen Umbau und Auswechseln der Ablenkeinheit auszutauschen. Die Zeilenzahl beträgt 625 Fokussierung magnetisch, Hochspannung etwa 11 kV, Antenneneingang 240 bzw. 60 Ω, Tonempfang Intercarrierverfahren, Bild-ZF 36,5 MHz, Ton-ZF 5,5 MHz, Zeilensynchronisation durch Phasenvergleichsschaltung, Schwungrad stabilisiert, Bildsynchronisation durch Integration. Das Gerät besitzt einen 1,5-W-Lautsprecher Typ P 165-13. Durch den vertikalen Chassisaufbau ist eine Er-

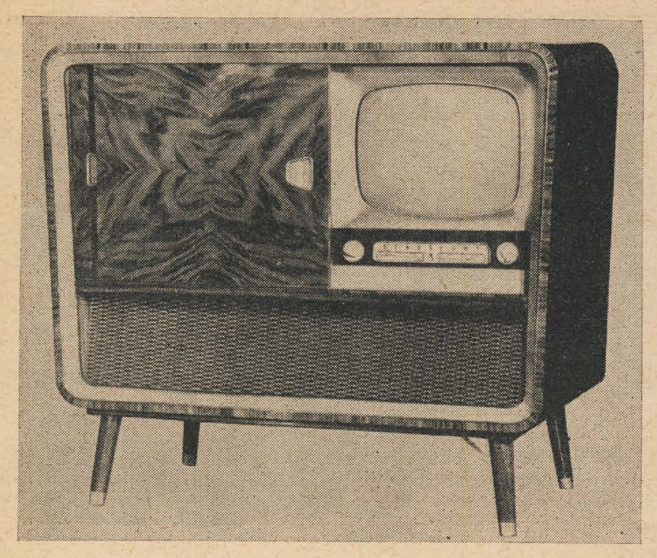


▶ Großbildfernsehprojektor (VEB Stern-Radio Berlin)





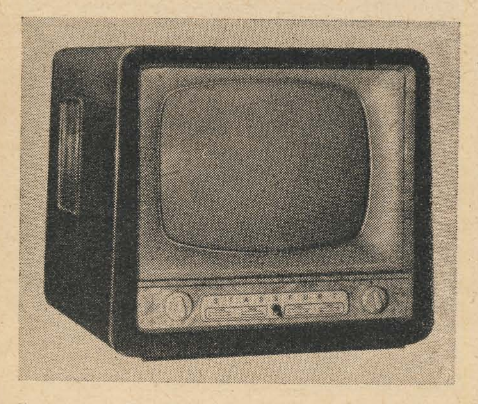
◀ Tischempfänger „Weißensee" mit 30-cm- und 43-cm-Bildröhre (VEB Stern-Radio Berlin)



Fernsehkombinationstruhe „FSR 4302“ mit „Iris 17“ (VEB Stern-Radio Staßfurt)



Teil des Standes vom VEB Stern-Radio Staßfurt mit den verschiedenen Fernsehempfängertypen, rechts vorn der „Staßfurt FST 4301“



Fernsehtischgerät „Iris 17“ (VEB Stern-Radio Staßfurt)

leichterung für den Service geschaffen worden. Den Anziehungspunkt bildete der Großbildfernsehprojektor, der sich im technischen Aufbau an den Tischempfänger „Weißensee“ anlehnt. An Stelle der Bildröhre wird eine Projektionsröhre verwendet, die das Bild durch ein Objektiv auf eine Projektionswand in einer Größe von 120 × 160 cm maximal wirft, bei einem Abstand von 2,8 bis 3 Metern. Das Gerät ist in Kofferform untergebracht, wobei der Lautsprecher vom Empfängerteil getrennt ist. Röhrenbestückung: 3 × PCF 82, 3 × PCL 82, 2 × PL 81, PY 81, 3 × DY 86, 2 × EF 80, PL 83, DF 96, ECC 82. Als Besonderheiten besitzt der Empfänger getastete Regelung sowie automatische Schärfeeinstellung und Hochspannungsschutzschaltung. Bei einer Leistungsaufnahme von etwa 165 W beträgt die Hochspannung ≈ 25 kV. Die Tonwiedergabe erfolgt über einen 4-W-Breitbandlautsprecher.

Weiterhin war auf dem Stand ein Heimprojektor ausgestellt. Der Teleprojektor ist in einer Schrankkombination untergebracht, die außerdem den Mittelsuper Potsdam sowie einen dreitourigen Plattenspieler enthält.

Der VEB STERN-RADIO-STASSFURT zeigte seinen neuen Fernsehempfänger „Iris“, der als Tischgerät und auch als Fernsehmöbel mit dem Mittelsuper „Onyx“ und wahlweise mit dem Magnettongerät „Smaragd“ bzw. einem Plattenspieler für vier Geschwindigkeiten geliefert wird.

Die Tischempfänger werden im Jahre 1958 unter den Bezeichnungen „Iris 12“ (30-cm-Bildröhre), „Iris 17“ (43-cm-Bildröhre), die Fernsehmöbel unter den Bezeichnungen „Staßfurt FSR 4301“, „Staßfurt FST 4301“ (Standgerät), „Staßfurt FSR 4302“ mit 43-cm-Bildröhren erhältlich sein. Der „Iris 12“ ist bereits in diesem Jahr im Handel.

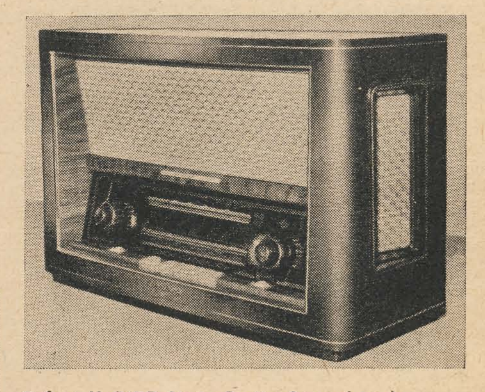
Der Fernsehempfänger „Iris“ ist ein Allstromgerät für 220 V. Die Leistungsaufnahme beträgt etwa 140 W. Er ist mit 16 Röhren, drei Germaniumdioden und Selengleichrichter bestückt: ECC 81 (EC 84), ECC 82, 4 × EF 80, PABC 80, 2 × PCF 82, PL 81, PCL 82, PL 83, PL 84, PY 81, EY 86. Im Band I können die Kanäle 2, 3 und 4, im Band III die Kanäle 5 bis 12 und der vorläufige Kanal 1 (Bild: 59,25 MHz, Ton 64,75 MHz) empfangen werden. Das Gerät arbeitet nach der CCIR-Norm und Intercarrierverfahren. Die Bild-ZF beträgt 38,9 MHz, Ton-ZF 34,5 und 5,5 MHz. Der Antenneneingang ist wahlweise für 240 und 60 Ω ausgelegt. Als Lautsprecher findet ein 3-W-Breitbandlautsprecher Verwendung.



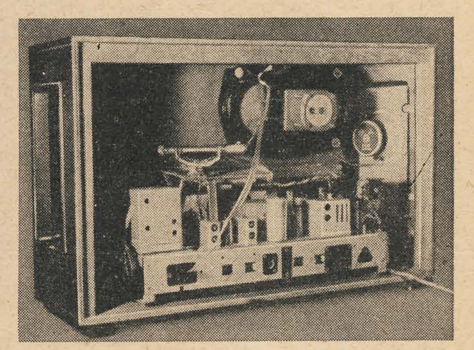
RADIO

Das Sortiment an Rundfunkempfängern reicht vom Einkreiser bis zum Spitzensuper. Charakteristische Merkmale dieser Geräte sind unter anderen Drucktastenschaltung, Duplexantrieb, Klang- bzw. Klangmischregister, (drehbare) Ferritantenne, eingebauter UKW-Dipol, optische Abstimmanzeige.

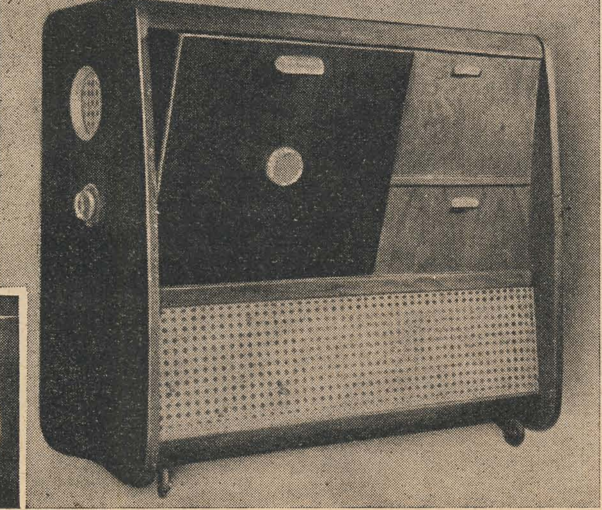
Der VEB STERN-RADIO SONNEBERG zeigte unter anderem als Neuentwicklung das Gerät „Erfurt II“ für 110/127/220/240 V ~ (Leistungsaufnahme ≈ 50 W) mit den Röhren ECC 85, ECH 81, EF 89, EBF 80, EABC 80, EL 84, EM 80 und Selengleichrichter in Graetzschaltung. Die Zahl der Kreise für FM beträgt 11 (2 veränderlich) und für AM 8 (2 veränder-

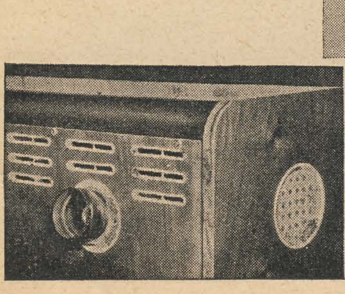


Erfurt II (VEB Stern-Radio-Sonneberg)



Innenansicht des Erfurt II (VEB Stern-Radio-Sonneberg)



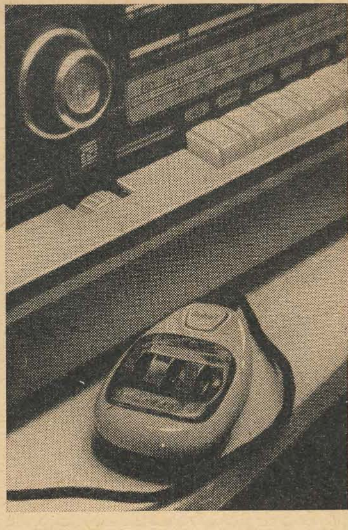


Heimprojektionsempfänger mit Mittelsuper „Potsdam“ und dreitourigem Plattenspieler. Die untere Ansicht zeigt die Rückwand mit der Optik des Teleprojektors

ich). Der Langwellenbereich erstreckt sich von 145···400 kHz, der Mittelwellenbereich von 510···1620 kHz, der Kurzwellenbereich von 5,8···16 MHz, der Ultrakurzwellenbereich von 87···100 MHz. Die Empfindlichkeit beträgt für L und M $< 15\,\mu$V, für K $< 25\,\mu$V und für U $< 4\,\mu$V. Weiter werden angegeben: AM-Trennschärfe bei 600 kHz 1 : 5000, FM-Trennschärfe bei ± 300 kHz Verstimmung 1 : 4000; Spiegelwellenselektion: L = 1 : 2000, M = 1 : 250, K = 1 : 10, U = 1 : 30. Die Zwischenfrequenz für FM beträgt 10,7 MHz, für AM 473 kHz. Der Schwundausgleich ist rückwärts unverzögert auf drei Röhren. Im Gerät befinden sich ein Breitbandlautsprecher (6 W, 6 Ω) und zwei Hochtonlautsprecher (1,5 W, 3,6 Ω). Die Ausgangsleistung ist etwa 3,2 W. Die Klangfarbenregelung erfolgt mit getrenntem Baß- und Höhenregler und einem Klangregister, das die Möglichkeit bietet, während des Betriebes die Klangfarbe verschieden zu regeln. Es sind Tasten für Baß, Sprache, Orchester, Solo und Jazz vorhanden. Mit Hilfe des Klangregisters ist es möglich, die Klangfarben zu mischen. Unterhalb der Skala befindet sich der Drucktastenschalter für Aus, Tonabnehmer, Tonband, L, M, K, U und Bandbreitenumschaltung. Weiterhin ist das Gerät mit einer drehbaren und äußerst wirksamen Ferritantenne für Mittel- und Langwelle ausgerüstet, mit deren Hilfe man Überlagerungen und Störungen so gut als möglich ausschalten kann.

Der VEB STERN-RADIO BERLIN hatte als Neuentwicklung das Exportgerät „Potsdam". Es ist mit den Röhren ECH 81, EBF 89, ECL 81, EM 80 und EZ 80 bestückt. Der Empfänger besitzt 6 Kreise, davon zwei abstimmbar. Die Bereiche sind: K_2 = 8,5···23 MHz, K_1 = 3,2···7,8 MHz, M = 510···1670 kHz, L = 140 bis 410 kHz. Die Empfindlichkeit, gemessen bei 50 mW Ausgangsleistung, beträgt für Mittel- und Langwelle $\leq 20\,\mu$V, für K_2 und K_1 $\leq 30\,\mu$V bei optimaler Spiegelselektion. Das Gerät besitzt einen Anschluß für Tonbandgeräte und ist bedingt tropenfest. Besonders zu erwähnen ist die induktive Ankopplung in allen Bereichen, im Oszillator wurde der Abstimmkreis in die Anodenleitung gelegt, um konstante Schwingamplituden in allen Bereichen zu erhalten. Der Netzteil ist wie beim bisherigen Gerät „Potsdam" aufgebaut, ebenfalls die Bandfilter, allerdings unter Weglassung des ZF-Kreises 10,7 MHz.

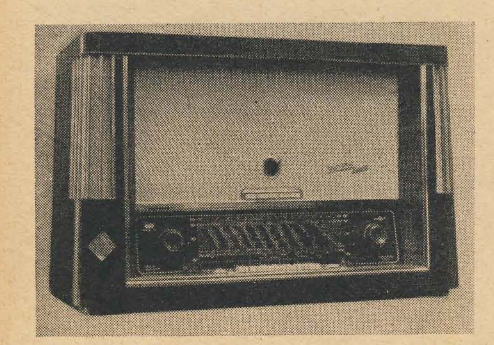




Großsuper Rossini mit Klangregister (VEB Elektroakustik Hartmannsdorf), rechtes Bild zugehöriger Fernbedienungsteil mit Ruhetaste zum Ausschalten, und drei Rädchen zum Regeln der Höhen, Tiefen und Lautstärke



„Sekretär" vom VEB Stern-Radio-Sonneberg mit Magischem Fächer im Holzgehäuse



AM-FM-Super „Rema 1800 FA" (Rema)



Rundfunk- und Sprachübertragungsanlage Saaleck (VEB Funkwerk Halle)

Vom VEB SACHSENWERK NIEDERSEDLITZ sind die Empfänger „Olympia 571 W" und „Olympia 574 W/L" zu nennen. Das Gerät „571 W" erscheint bereits im Handel und ist für 1958 auch als Fonosuper geplant. Der „Olympia 574 W/L" ist als Exportsuper vorgesehen und wird unter anderem nach Damaskus, Teheran und Marokko exportiert. Der Empfänger ist tropenfähig und mit den Röhren ECH 81, EF 89, EBF 80, EL 84, EM 80 und EZ 80 bestückt. Er besitzt 7 Kreise, davon 2 abstimmbar, und hat folgende Wellenbereiche: K_1 = 7,9 bis 24 MHz, K_2 = 2,5···8 MHz, M = 520···1610 kHz und L = 145···350 kHz. Die Empfindlichkeit wird mit etwa 10 μV angegeben. Im Gerät sind ein 4-W-(elektrodynamisch) und zwei 1,5-W-Lautsprecher (permanentdynamisch) vorhanden.

Die Höhen- und Tiefenregelung ist getrennt und stetig regelbar. Weiterhin ist das Gerät mit Schwungradantrieb, Drucktastenschalter, Selektivitäts- und Bandbreitenregelung ausgerüstet.

Neben dem bereits bekannten Koffersuper „Trabant" war am Stand der Firma REMA unter anderen der AM/FM-Super „Rema 1800 FA" zu sehen, der ab Januar 1958 mit Ferritantenne und Fünftastenklangmischregister geliefert wird. Das Gerät besitzt 10 Kreise für AM (ZF-460 kHz) und 11 für FM (ZF = 10,7 MHz), vier Wellenbereiche und Kurzwellenlupe. K = 6... 19 MHz, M = 500···1620 kHz, L = 150... 400 kHz und U = 86···101 MHz. Die Empfindlichkeit wird bei AM mit besser als 20 μV, bei FM mit besser als 2 μV angegeben. Die Röhrenbestückung ist ECC 85, ECH 81, EF 89, EF 85, EABC 80, ECC 83, 2 × EL 84, EM 80 und EZ 81. Eine weitere Klangfarbenregelung kann mittels getrennter Hoch- und Tieftonregler mit optischer Anzeige erfolgen. Zur Trennschärferegelung wird ein 4-Kreis-ZF-Bandfilter verwendet. Der UKW-Eingangsteil besteht aus einer HF-Vorröhre mit anschließender rauscharmer additiver Mischung. Ferner besitzt das Gerät Bandspreizung für den Kurzwellenbereich und Duplexantrieb. Weiterhin Anschlußbuchsen für Tonabnehmer, zweiten Lautsprecher und Magnettongerät (Diodenausgang), fünf Lautsprecher und eine Sprechleistung von 10 W.

Das Gerät „Rema 1200" wird in der bekannten Ausführung auch im Jahre 1958 hergestellt. Der „Trabant" wird ab 1958 komplett mit der 96er-Serie bestückt. Nur für den Export stellt die Firma den „Remadagio" in einem modernen Gehäuse her. Dieses Gerät ist mit Kurzwellenbändern bis zu 120 m, Kurzwellenlupe und drei Lautsprechern ausgerüstet.

Der VEB (K) FUNKMECHANIK NEUSTADT liefert den 6/9-Kreis-Mittelsuper „Operette" ab 1958 mit einem fünfstufigen Klangregister (Jazz, Orgel, Sprache, Kammermusik, Orchester). Die Röhrenbestückung ist folgende: 2 × EC 92 (UKW-Vorstufe und -Oszillator), ECH 81 (AM-Oszillator und Mischröhre, UKW-ZF-Verstärker), EF 85 (ZF-Verstärker), EABC 80 (FM- bzw. AM-Demodulator und HF-Verstärker), EL 86 (Endverstärker), EM 80 und EZ 80. Die vier Wellenbereiche K = 5,7···20 MHz, M = 500···1640 kHz, L = 140···305 kHz und U = 87···100 MHz sind durch Tasten umschaltbar. Die Empfindlichkeit für AM wird zwischen 10 und 40 μV auf allen Bereichen und für FM mit 2 μV angegeben.

Die Firma GERUFON bot für 1958 den verbesserten Großsuper "Ultra-Ferrit 58 W" an. Der eingebaute Ferritteil besitzt eine HF-Vorverstärkerstufe, die Kurzwelle ist gespreizt. Gegenüber der früheren Ausführung ist jetzt als Gleichrichter die EZ 81 und anstatt der EBF 80 in der ZF-Stufe die EBF 89 verwandt worden. Außerdem sind Klangmischregister, Duplexantrieb und vier Lautsprecher vorhanden, deren Abstrahlung auf 45° erweitert wurde.

Der VEB FUNKWERK HALLE zeigte neben dem Gerät „Sylva" noch als Neuheit eine Rundfunk- und Sprachübertragungsanlage „Saaleck" mit 10-W-Endstufe für Omnibusse. Die gesamte Anlage besteht aus dem Empfangteil (wie Autosuper Schönburg), dem Steuerteil und dem Netzteil, ferner einem Mikrofon mit Handgriff und Vorrangtaste sowie sieben Flachlautsprechern.

Der Steuerteil enthält fünf Tasten, und zwar für Motorwagen und Anhänger, Außenlautsprecher bzw. Innenlautsprecher, Kontrolllautsprecher, Mikrofon, Magnetton- bzw. Plattenspieler und Rundfunk. Beim Drücken der Mikrofontaste wird der Kontrollautsprecher abgeschaltet. Die Vorrangtaste gestattet ein sofortiges Abschalten der Rundfunk- bzw. Magnet-

Minister Selbmann, Minister Müller und der Werbeleiter der HV RFT, Herr Daug, bei der Besichtigung der Rundfunkgeräte im Städtischen Kaufhaus. Hier am Stand des VEB Funkwerk Halle



tonübertragung. Der Steuerteil ist mit der ECC 83, der Netzteil mit Endstufe mit der EC 92, EL 84 in Gegentakt und Selengleichrichter in Graetzschaltung bestückt.

ELEKTROAKUSTIK

Magnettongeräte mit kleinen Bandgeschwindigkeiten

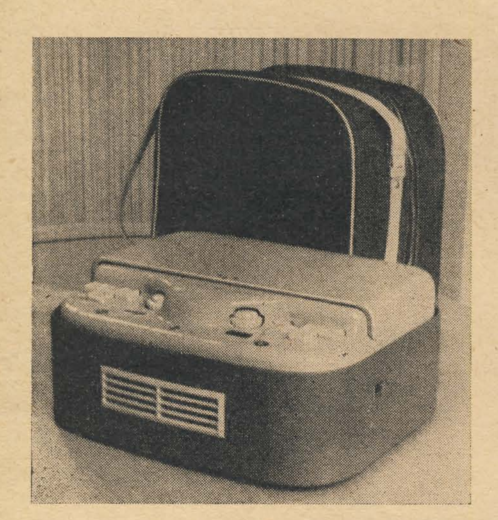
Mit dem Tonbandgerät KB 100 stellt der VEB FERNMELDEWERK LEIPZIG eine Neuentwicklung vor, die wegen ihrer kleinen Bandgeschwindigkeit (umschaltbar von 9,5 cm/s auf 4,75 cm/s) einen besonderen Hinweis verdient. Das Gerät ist als Koffer konstruiert, eignet sich aber auch als Einbauchassis für Tonmöbel. Durch das Verwenden eines Drucktastensystems ist ein erhöhter Bedienungskomfort gegeben. Das Gerät hat schnellen Vor- und Rücklauf, das Löschen des Bandes erfolgt automatisch bei der Aufnahme, die Wiedergabe über einen eingebauten, abschaltbaren Lautsprecher oder über ein Rundfunkgerät. Die Laufzeit beträgt bei Normalband etwa 2 × 45 bzw. 2 × 90 Minuten, bei Langspielband 2 × 60 bzw. 2 × 120 Minuten, die Umspulzeit etwa 2 Minuten. Als Aussteueranzeiger dient eine Magische Waage (NF- und HF-Anzeige auch bei Wiedergabe wirksam), es besteht Einstellmöglichkeit der Aussteuerung bei stehendem Band. Das Gerät besitzt eingebaute Bandlängenanzeige sowie einen eingebauten Bandendausschalter. Musik- und Sprachaufnahmen können gemischt werden. Der Frequenzbereich wird für 9,5 cm/s mit 60 Hz···10 kHz, für 4,75 cm/s mit 100 Hz···5 kHz angegeben. Lautsprecher: 2-W-Ovalsystem, Röhren: EF 86, ECC 83, EL 84, EM 83, ECL 92 und EZ 80 bzw. Selengleichrichter. Leistungsaufnahme etwa 60 VA, Mikrofon- bzw. Rundfunkeingang 250 kΩ, Löschung und Vormagnetisierung etwa 60 kHz, Ausgangsleistung etwa 2,5 W.

Der VEB MESSGERÄTEWERK ZWÖNITZ zeigte das verbesserte Magnettongerät BG 20-2 „Smaragd", das mit einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s arbeitet. Der technische Aufbau entspricht dem des BG 20, der Frequenzbereich wurde auf 40···9000 Hz beschränkt. Als technische Neuerungen sind Tonblende und Bandzählluhr zu verzeichnen.

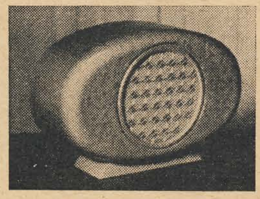
Im Bugrahaus, wo in diesem Herbst die Optische Industrie ausstellte, war der VEB FEINGERÄTEWERK WEIMAR vertreten. Mit dem Tonkoppler „Weimar-Ton" und jedem handelsüblichen Tonbandgerät mit horizontaler Spulenordnung wird der Wunsch vieler Schmalfilmamateure, eigene Tonfilme herstellen zu können, erfüllt. Es handelt sich hier um ein elektromechanisches Kupplungsgerät, das zwischen das Tonbandgerät und Projektor geschaltet wird. Das Tonband wird seitlich aus dem Tonbandgerät zur Bildung einer Regelschleife heraus- und vom Tonkoppler wieder zum Tonbandgerät zurückgeführt. Das Tonband läuft über ein vom Projektor mittels biegsamer Welle angetriebenes Rollensystem. Die sogenannte Pendelrolle ist mit einem Gleitwiderstand verbunden, durch den die Laufgeschwindigkeit des Projektors der des Tonbandes angepaßt wird. Sowohl die Aufnahme als auch die Wiedergabe erfolgen in gleicher Weise, so daß keine Abweichungen von der einmal vorgenommenen Synchronisation entstehen können.

Lautsprecher

Neben den bereits im Frühjahr ausgestellten Lautsprechern zeigte der VEB FERNMELDEWERK LEIPZIG einen permanentdynamischen Flachlautsprecher, bei dem das Magnetsystem auf einem Systemträger vor der Membrane sitzt. Nennbelastbarkeit: 2 VA, Frequenzbereich etwa 70···7000 Hz, Eigenresonanz etwa 80 Hz, Schwingspulimpedanz (1000 Hz) = 4,5 Ω; Werkstoff: Alnico 400, Luftspaltinduktion etwa 7200 Gauß, Korbdurchmesser 165 mm, Einbautiefe etwa 56 mm, Gewicht etwa 0,63 kg.

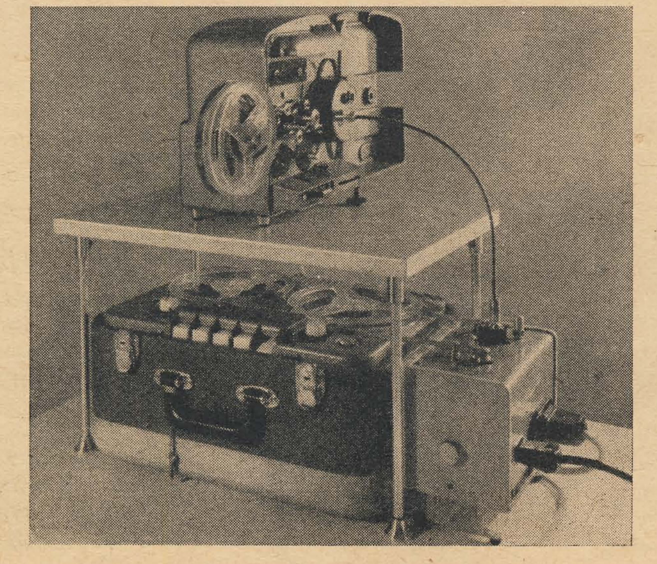


Magnettonbandgerät KB100 für 9,5 cm/s und 4,75 cm/s Bandgeschwindigkeit (VEB Fernmeldewerk Leipzig)



◄ Tischlautsprecher der Firma Kurt Schmidt

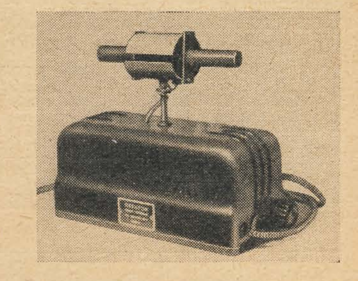
Auf dem Gelände der Technischen Messe, Halle II, fand man nach längerem verzweifelten Suchen, hinter Segelbooten versteckt, den Stand der Genossenschaften des Elektrohandwerks. Die Firma Kurt Schmidt, Leipzig, war mit einem Tischlautsprecher, 1,5···2 W, vertreten. Der Frequenzbereich wird mit 120···12000 Hz ± 10 dB angegeben. Der Korbdurchmesser beträgt 105 mm. Magnet: Maniperm 85 mm ∅; Luftspalt 0,8 mm, etwa 5000 Gauß, Impedanz 15 Ω. Bei hochohmigem Anschluß ist ein Übertrager erforderlich.



8-mm-Schmalfilmprojektor, über „Weimar-Ton" gekuppelt mit dem Tonbandgerät „Smaragd" ►

ANTENNEN

Der VEB FERNMELDEWERK BAD BLANKENBURG zeigte sein bekanntes Antennenprogramm. Die Firma GERUFON stellte die Ferritantenne „Selektor 58 W" vor, die an das Netz angeschlossen wird. Sie ist für jedes Rundfunkgerät zu verwenden und ermöglicht durch die gute Peilwirkung einen verhältnismäßig einwandfreien Empfang der Mittelwelle, da störende Nebensender zum großen Teil ausgeblendet werden. Treffen zwei Sender ungefähr aus der gleichen Richtung auf die Antenne, ist ein Ausblenden nicht möglich. Die Energie wird durch einen eingebauten HF-Verstärker (EF 85) verstärkt. Der Frequenzbereich ist mit 510···1600 kHz angegeben. Leistungsaufnahme 20 VA, Anschluß für Wechselspannung 110/220 V.



Ferritantenne der Firma Gerufon

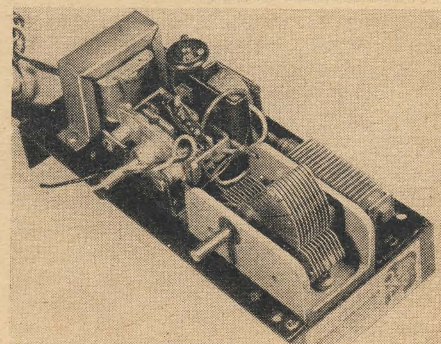
Am Stand der Genossenschaften des Elektrohandwerks hatte die Firma RADIO-SCHNAUDER, Leipzig, unter der Bezeichnung „Antennenhexe" einen abgestimmten Antennenverstärker mit Peilantenne für drei Wellenbereiche, K = 19···51 m, M, L, ausgestellt. Der Stromverbrauch beträgt etwa 8 W, Anschluß an Wechselspannung 220 V, Röhre EF 80. Der Peilrahmen besteht aus Aluminium und ist galvanisch fest. Die Energie des Rahmens wird in den Gitterkreis der EF 80 eingekoppelt. Die Gitterkreisspule für Mittel- und Langwelle wird durch die Parallelkapazität (Drehko 500 pF) abgestimmt, bei Kurzwelle wirkt der Rahmen direkt als Gitterkreisspule. Auf den Spulensatz ist ein Gebrauchsmusterschutz erteilt worden. Die „Antennenhexe" ist besonders für Empfänger ohne bzw. mit älterem, nicht sehr leistungsstarkem UKW-Teil gedacht.

Fortsetzung auf Seite 606



► „Antennenhexe"

Chassisaufbau der „Antennenhexe" ▼



W. SCHUSTER

Neue Glimmstabilisatoren und ihre Anwendung

Die Forderung nach Verkleinerung der Bauelemente hat, ähnlich wie bei den Empfängerröhren, auch bei den Glimmstabilisatoren zur Entwicklung einer Anzahl neuer Typen in Miniaturbauweise geführt. Zur Zeit werden in der Deutschen Demokratischen Rupublik folgende Miniaturtypen gefertigt: StR 85/10, StR 90/40, StR 108/30, StR 150/15, StR 150/30. Hersteller ist der VEB Werk für Fernmeldewesen, Berlin.
In der folgenden Tabelle sind die elektrischen Werte und die Nenngrößen dieser Stabilisatoren zusammengestellt.

Im folgenden werden die zur Dimensionierung der Schaltung und zur Errechnung der wesentlichsten Schaltungseigenschaften erforderlichen Gleichungen angegeben. Bild 2 zeigt das zur Aufstellung der Gleichungen notwendige Prinzipschaltbild und Bild 3 die Funktion $U_B = f(I_q)$.

Es ist:

$U_{E\,Nenn}$ = Eingangsgleichspannung (Nennwert)
U_B = Brennspannung des Stabilisators

Type	mittlere Brennspannung U_B in V	minimale Brennspannung (bei I_{qm}) $U_{B\,min}$ in V¹)	maximale Brennspannung (bei I_{qm}) $U_{B\,max}$ in V¹)	mittlerer Querstrom I_{qm} in mA	minimaler Querstrom $I_{q\,min}$ in mA	maximaler Querstrom $I_{q\,max}$ in mA	Zündspannung U_z in V	Innenwiderstand R_i in Ω	$\frac{U_B}{R_i}$	Nenngröße nach DIN 41437	$\varDelta U_B$ in V²)
StR 85/10	85	83	87	6	1	10	≦ 125	250	0,34	38	4 (4,5)
StR 150/15	150	146	154	10	5	15	≦ 180	250	0,6	38	5
StR 90/40	90	84	94	20	1	40	≦ 125	300	0,3	38	14 (15)
StR 108/30	108	106	111	17,5	5	30	≦ 127	100	1,08	50	3,5 (4)
StR 150/30	150	144	164	17,5	5	30	≦ 180	100	1,5	50	4,5 (6)

¹) Maximale Streuungen der mittleren Brennspannung von Röhre zu Röhre.

²) Maximale Brennspannungsänderung bei Änderung des Querstromes von $I_{q\,min}$ bis $I_{q\,max}$ (Klammerwerte sind Maximalwerte während der Lebensdauer).

Sämtliche Typen besitzen einen 7-stiftigen Miniaturröhrensockel (Bild 1), einen Außendurchmesser von 19 mm und eine Gesamthöhe (ohne Stifte) von 47,6 mm bei Nenngröße 38 bzw. 60,3 mm bei Nenngröße 50. Die Einbaulage ist beliebig, jedoch ist auf richtige Polung zu achten, da sich sonst die Regeleigenschaften erheblich verschlechtern.

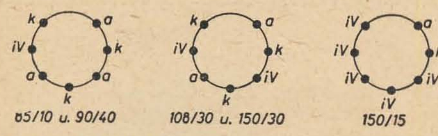


Bild 1: Sockelschaltungen der Miniatur-Glimmstabilisatoren (iV = innere Verbindung, die nicht beschaltet werden darf)

Durch Reinmetallelektroden aus Nickel bzw. Molybdän wird eine große zeitliche Konstanz der Brennspannung erreicht. So beträgt die größte Änderung während der Lebensdauer beim Stabilisator StR 85/10 etwa 0,5% und bei den Typen StR 150/15 und StR 90/40 etwa 1%. Diese drei Typen sind deshalb auch besonders gut als Normalspannungserzeuger in elektronisch stabilisierten Netzgeräten geeignet. Alle Typen sind innerhalb des Temperaturbereiches von —55°C bis +90°C verwendbar; dabei beträgt der Temperaturkoeffizient der Typen StR 85/10 und StR 90/40 nur etwa —2,7 mV/°C.

U_z = Zündspannung
R_B = äußerer Belastungswiderstand
R_v = Vorwiderstand
R_i = Innenwiderstand des Stabilisators $= \frac{d\,U_B}{d\,I_q}$
I_q = Querstrom des Stabilisators
I_B = Belastungsstrom $= \frac{U_B}{R_B}$
$I = I_q + I_B$
$\varDelta U_B$ bzw. $\varDelta U_E$ = Änderung von U_B bzw. U_E

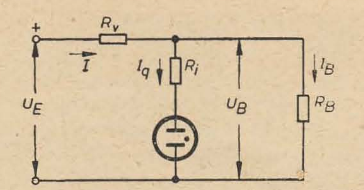


Bild 2: Prinzipschaltbild zur Aufstellung der Gleichungen

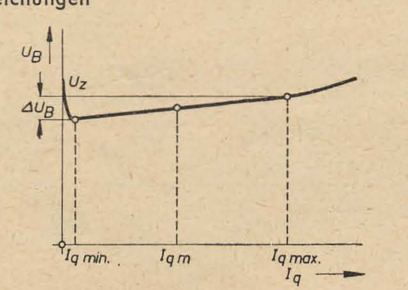


Bild 3: $U_B = f(I_q)$

Eingangsgleichspannung und Vorwiderstand

U_E und R_v müssen so dimensioniert werden, daß auch unter den ungünstigsten Bedingungen, die auftreten können, immer die Zündung gewährleistet ist und andererseits keine Überlastung des Stabilisators eintreten kann. Von der Höhe der Eingangsspannung sind außerdem Stabilisierungsfaktor, Siebfaktor und Wirkungsgrad abhängig.

Zündbedingung

Die Spannung am Stabilisator muß für die Zündung gleich oder größer als die Zündspannung U_z sein. Damit wird die minimale Eingangsspannung

$$U_{E\,min} \geqq U_z \frac{R_v + R_{B\,min}}{R_{B\,min}} \tag{1}$$

Der Vorwiderstand R_v muß die Spannungsdifferenz $U_E - U_B$ aufnehmen, er errechnet sich damit bei $U_{E\,min}$ aus

$$R_v = \frac{U_{E\,min} - U_B}{I} = \frac{U_{E\,min} - U_B}{I_{B\,max} + I_{q\,min}} \tag{2}$$

Setzt man (2) in (1) ein, dann erhält man

$$U_{E\,min} \geqq \frac{U_z}{1 - \frac{U_z - U_B}{\frac{U_B}{I_{B\,max}} \cdot I_{q\,min}}} \tag{3}$$

Zulässige Belastung

Um ein Überschreiten des maximal zulässigen Querstromes bei minimaler Außenbelastung ($R_{B\,max}$) und maximaler Eingangsspannung ($U_{E\,max}$) zu verhindern, muß folgende Bedingung erfüllt sein:

$$\frac{U_{E\,min} - U_B}{I_{B\,max} + I_{q\,min}} \geqq R_v \geqq \frac{U_{E\,max} - U_B}{I_{B\,min} + I_{q\,max}} \tag{4}$$

dabei ist

$$U_{E\,max} = \frac{100 + \varDelta U_{E+}}{100 - \varDelta U_{E-}} \cdot U_{E\,min} = n \cdot U_{E\,min} \tag{5}$$

$\varDelta U_{E+}$ bzw. $\varDelta U_{E-}$ sind die maximalen Schwankungen der Eingangsspannung nach oben bzw. unten in Prozenten.
Gleichung (4) nach $U_{E\,min}$ aufgelöst, ergibt:

$$U_{E\,min} \geqq \frac{U_B\,(1 - K)}{1 - n \cdot K}, \tag{6}$$

wobei

$$K = \frac{I_{B\,max} + I_{q\,min}}{I_{B\,min} + I_{q\,max}} \text{ ist.} \tag{7}$$

Im Bild 4 ist K in Abhängigkeit von $\frac{U_E}{U_B} = m$ dargestellt, wobei als Parameter die prozentualen Schwankungen der Eingangsspannung dienen. Man erkennt, daß sich bei gegebener Schwankung von U_E von einem bestimmten K-Wert an das Verhältnis $\frac{U_E}{U_B}$ und damit die erforderliche Eingangsspannung schnell sehr hohen Werten nähert. Das bedeutet aber, daß der K-Wert eine bestimmte Höhe, die man dem Diagramm

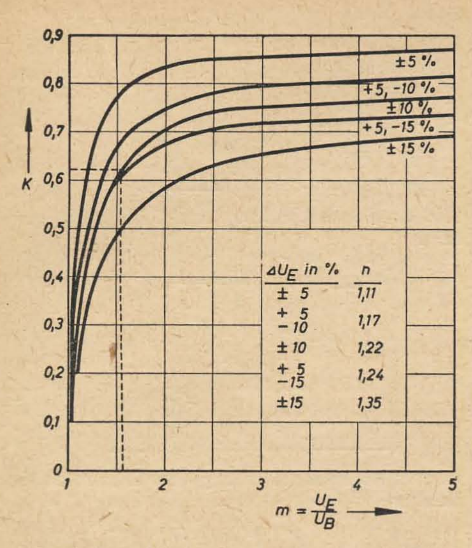


Bild 4: $K = f(m)$; Parameter: ΔU_E in %

entnehmen kann, nicht überschreiten darf, wenn eine Stabilisierung ohne Überlastung des Stabilisators möglich sein soll. Andererseits läßt sich schnell ermitteln, welche Werte von $I_{B\,max}$ und $I_{B\,min}$ bei gegebener Eingangsspannungsschwankung und Stabilisatortyp zulässig sind. Sowohl in Gleichung (3) als auch in (6) ist die Höhe der minimalen Eingangsspannung vom minimalen Querstrom $I_{q\,min}$ abhängig. Setzt man anstatt des in obiger Tabelle angegebenen Wertes für den minimalen Querstrom einen höheren ein, dann verringert sich nach Gleichung (3) $U_{E\,min}$, während sich nach Gleichung (6) $U_{E\,min}$ vergrößert.

Durch Gleichsetzen beider Gleichungen und Auflösen nach $I_{q\,min}$ erhält man den minimalen Querstrom, der, in eine der beiden Ausgangsgleichungen (3) oder (6) eingesetzt, den niedrigsten Wert für die Eingangsspannung ergibt, der zulässig ist, wenn sowohl Zünd- als auch Belastungsbedingung eingehalten werden.

Es ist also:

$$\frac{U_z}{1 - \dfrac{U_z - U_B}{\dfrac{U_B}{I_{B\,max}} \cdot I_{q\,min}}} = \frac{U_B\,(1 - K)}{1 - n \cdot K}$$

Die Auflösung nach $I_{q\,min}$ ergibt eine quadratische Gleichung:

$$I_{q\,min} = -\frac{1}{2a}\left(b \pm \sqrt{b^2 - 4\,a\,c}\right), \quad (8)$$

wobei

$$a = \frac{U_B}{I_{B\,max}}\,(U_B - n U_z),$$

$$b = \frac{U_B}{I_{B\,max}}\,(I_{B\,min} + I_{q\,max})\,(U_z - U_B) + U_B\,(2\,U_B - U_z - n U_z),$$

$$c = U_B\,(U_z - U_B)\,(I_{B\,min} + I_{q\,max} - I_{B\,max})$$

ist.

Der errechnete Wert muß natürlich gleich oder größer als der Tabellenwert sein, da sonst die Funktion des Stabilisators gefährdet wird. Er wird auch in Gleichung (2) zur Errechnung des Vorwiderstandes eingesetzt. Die Nenneingangsspannung errechnet sich schließlich aus:

$$U_{E\,Nenn} = \frac{U_{E\,min}}{1 - \dfrac{\Delta U_{E-}}{100}}. \quad (9)$$

Stabilisierungsfaktor

Der Stabilisierungsfaktor σ ist das Verhältnis der prozentualen Schwankungen von Eingangs- und Brennspannung:

$$\sigma = \frac{\dfrac{\Delta U_E}{U_E}}{\dfrac{\Delta U_B}{U_B}} = \frac{U_B}{U_E} \cdot \frac{\Delta U_E}{\Delta U_B}, \quad (10)$$

wobei ΔU_E und ΔU_B in V eingesetzt werden.

Es ist ferner

$$\frac{\Delta U_E}{\Delta U_B} = \frac{R_v + R_p}{R_p}, \text{ wobei } R_p = \frac{R_i \cdot R_B}{R_i + R_B}.$$

Setzt man für

$$\frac{U_E}{U_B} = m, \text{ dann erhält man}$$

$$\sigma = \frac{1}{m}\left(1 + \frac{R_v}{R_p}\right) \quad (10\,a)$$

und angenähert, da $R_B \gg R_i$

$$\sigma = \frac{1}{m}\left(1 + \frac{R_v}{R_i}\right). \quad (10\,b)$$

Für R_v wird $\dfrac{U_E - U_B}{I}$ gesetzt,

so daß man erhält

$$\sigma = \frac{1}{m}\left(1 + \frac{U_E - U_B}{I \cdot R_i}\right)$$

und weiter

$$\sigma = \frac{1}{m} + \frac{m-1}{m} \cdot \frac{U_B}{R_i} \cdot \frac{1}{I}. \quad (10\,c)$$

Da allgemein $\dfrac{1}{m} \ll \dfrac{m-1}{m} \cdot \dfrac{U_B}{R_i \cdot I}$ ist, läßt sich vereinfacht auch schreiben

$$\sigma \approx \frac{m-1}{m} \cdot \frac{U_B}{R_i} \cdot \frac{1}{I}. \quad (11)$$

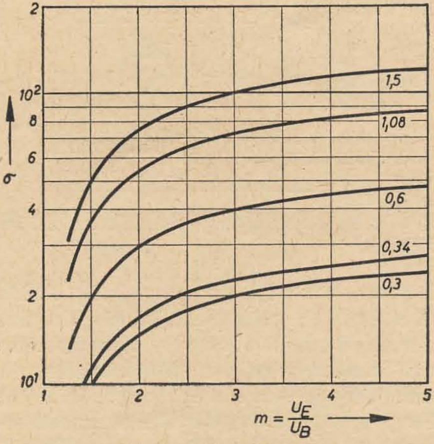


Bild 5: $\sigma = f(m)$ bei $I = 10$ mA; Parameter: $\dfrac{U_B}{R_i}$

Die Stabilisierung wächst also mit m, d. h. der Eingangspannung und mit $\dfrac{U_B}{R_i}$ und sinkt mit zunehmendem Strom I. $\dfrac{U_B}{R_i}$ ist ein spezifischer Wert jedes Stabilisatortyps und aus der Tabelle zu entnehmen.

Bild 5 zeigt σ in Abhängigkeit von m nach Gleichung (11) mit $\dfrac{U_B}{Ri}$ als Parameter. Der Strom I beträgt dabei 10 mA, so daß bei anderen σ-Werten durch $\dfrac{I}{10}$ (I in mA) zu dividieren ist.

Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad bei Nennspannung ist

$$\eta_{Nenn} = \frac{U_B}{U_{E\,Nenn}} \cdot \frac{I_B}{I} = \frac{U_B \cdot I_B \cdot R_v}{U_{E\,Nenn}\,(U_{E\,Nenn} - U_B)}. \quad (12)$$

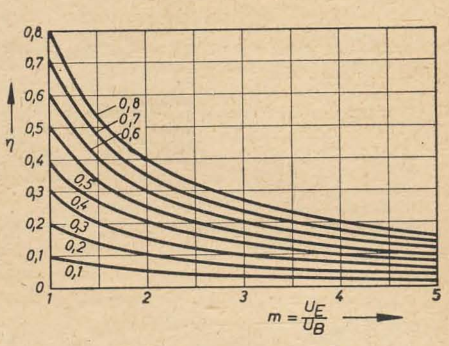


Bild 6: $\eta = f(m)$; Parameter: $\dfrac{I_B}{I}$

Er sinkt also mit steigender Eingangsspannung mehr als proportional, eine Tatsache, die vor allem bei der Dimensionierung des Speisegleichrichters beachtet werden muß. Die maximale Eingangsleistung beträgt

$$N_{E\,max} = U_{E\,max}\,\frac{U_{E\,max} - U_B}{R_v}. \quad (13)$$

Bild 6 zeigt die Abhängigkeit des Wirkungsgrades von m.

Siebfaktor

Infolge seines geringen differentiellen Innenwiderstandes ist der Glimmstabilisator in Verbindung mit seinem Vorwiderstand gleichzeitig auch ein gutes Siebglied für überlagerte Wechselspannungen (Brummspannung).

Es gilt mit guter Annäherung

$$S = \frac{U_{EBr}}{U_{BBr}} = \frac{R_v + R_i}{R_i}, \quad (14)$$

wobei U_{EBr} der Brummanteil der Eingangsspannung und U_{BBr} der der Brennspannung ist.

Mit steigender Frequenz der Wechselspannung tritt infolge der Trägheit der Gasentladung ein Anstieg des Innenwiderstandes ein. Diese Erscheinung läßt sich jedoch durch Parallelschalten eines Kondensators zur Glimmstrecke beseitigen. Die Größe des Kondensators soll 0,1 μF nicht übersteigen, um Kippschwingungen zu vermeiden.

Beispiel

Gegeben sind: Ausgangsspannung = 150 V
max. Belastungsstrom $I_{B\,max} = 20$ mA
min. Belastungsstrom $I_{B\,min} = 10$ mA
Schwankungen der Eingangsspannung $\Delta U_E = \pm 10\,\%$.

Gewählt wird der Stabilisator StR 150/30. Um eine schnelle Übersicht zu bekommen, ob die Bedingungen überhaupt erfüllbar sind, wird K nach Gl. (7) bestimmt, wobei für $I_{q\,min}$ zunächst der Tabellenwert

(5 mA) eingesetzt wird ($I_{q\,max} = 30$ mA nach Tabelle). Es ist

$$K = \frac{20 + 5}{10 + 30} = 0{,}625.$$

Wie aus Bild 4 hervorgeht, ist damit eine Stabilisierung möglich.
Nun wird der tatsächliche Minimalquerstrom nach Gl. (8) errechnet.
Dabei ist

$$n = \frac{100 + 10}{100 - 10} = 1{,}22 \text{ [nach Gl. (5)]}$$

$$a = \frac{150}{0{,}02}(150 - 1{,}22 \cdot 180) = -52{,}5 \cdot 10^4$$

$$b = \frac{150}{0{,}02}(0{,}01 + 0{,}03)(180 - 150) + 150\,(2 \cdot 150 - 180 - 1{,}22 \cdot 180) = -6{,}0 \cdot 10^3$$

$$c = 150\,(180 - 150)(0{,}05 + 0{,}03 - 0{,}02) = 90$$

$$I_{q\,min} = \frac{0{,}5}{52{,}5 \cdot 10^4}\left[-6 \cdot 10^3 \pm \sqrt{(-6 \cdot 10^3)^2 - 4\,(-52{,}5 \cdot 10^4 \cdot 90)}\right].$$

Das Ergebnis muß positiv sein, also

$$I_{q\,min} = 8{,}6 \text{ mA} > 5 \text{ mA},$$

also zulässig.
Die Eingangsspannung errechnet sich damit nach Gl. (3) und (9) zu

$$U_{E\,min} = \frac{180}{1 - \dfrac{180 - 150}{\dfrac{150}{0{,}02} \cdot 0{,}0086}} = 336 \text{ V},$$

$$U_{E\,Nenn} = \frac{336}{1 - \dfrac{10}{100}} = 373 \text{ V}.$$

Der Vorwiderstand wird nach Gl. (2)

$$R_v = \frac{336 - 150}{0{,}02 + 0{,}0086} = 6500\,\Omega,$$

seine Leistung ist

$$N_{Rv\,max} = \frac{(U_{E\,max} - U_B)^2}{R_v},$$

wobei nach Gl. (5)

$$U_{E\,max} = n \cdot U_{E\,min}.$$

Somit wird

$$N_{Rv\,max} = \frac{(1{,}22 \cdot 336 - 150)^2}{6500} = 10{,}4 \text{ W}.$$

Der Stabilisierungsfaktor wird nach Gl. (11) errechnet. Der Strom I, der sich aus I_B und I_q zusammensetzt, ist nun nicht konstant, sondern auch von m abhängig. Da er jedoch schneller als m ansteigt, muß man, um den ungünstigsten Stabilisierungsfaktor zu ermitteln, mit den Maximalwerten von m und I rechnen.

Es ist

$$m_{max} = \frac{U_{E\,max}}{U_B} \quad \text{und}$$

$$I_{max} = \frac{U_{E\,max} - U_B}{R_v}.$$

Für das Beispiel gilt:

$$m_{max} = \frac{410}{150} = 2{,}73;$$

$$I_{max} = \frac{410 - 150}{6500} = 0{,}04 \text{ A}$$

und damit

$$\sigma = \frac{2{,}73 - 1}{2{,}73} \cdot 1{,}5 \cdot \frac{1}{0{,}04} = 23{,}8;$$

d. h., die Schwankung der Brennspannung beträgt den 23,8-ten Teil der der Eingangsspannung. Das gilt jedoch nur für konstante Belastung. Für die Belastungsstromänderung um 10 mA ist die Spannungsänderung aus den Werten der Tabelle zu errechnen.
Dort ist

$$\Delta U_B = 4{,}5 \text{ V}$$

bei

$$\Delta I_B = I_{q\,max} - I_{q\,min} = 30 - 5 = 25 \text{ mA}.$$

Bei $\Delta I_B = 10$ mA wird dann

$$\Delta U_B = \frac{4{,}5}{25} \cdot 10 = 1{,}8 \text{ V}$$

oder prozentual:

$$\Delta U_B = 1{,}2\,\%.$$

Die Gesamtschwankung der Brennspannung beträgt also maximal

$$\Delta U_{B\,ges} = \frac{\Delta U_E}{\sigma} + \Delta U_B = \frac{20}{23{,}8} + 1{,}2 = 2{,}04\,\%.$$

Der Nennwirkungsgrad bei voller Belastung ist nach Gl. (12)

$$\eta_{Nenn} = \frac{150 \cdot 0{,}02 \cdot 6500}{373\,(373 - 150)} = 0{,}234.$$

Bei minimaler Last ($I_{B\,min}$) sinkt er dementsprechend auf 0,117 ab. Die maximale Eingangsleistung ist nach Gl. (13)

$$N_{E\,max} = 410 \cdot \frac{410 - 150}{6500} = 16{,}4 \text{ W}.$$

Der Siebfaktor ist nach Gl. (14)

$$S \approx \frac{6500 + 100}{100} = 66.$$

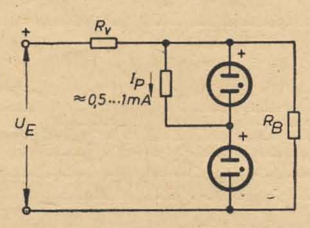


Bild 7: Reihenschaltung von Glimmstabilisatoren

Die errechnete Eingangsspannung könnte als sehr hoch erscheinen, jedoch wird nur durch diesen Mindestwert sichergestellt, daß in allen möglichen Betriebsfällen die Schaltung einwandfrei arbeitet. Ist dafür Sorge getragen, daß der Belastungswiderstand stets erst nach Zündung des Stabilisators angeschaltet wird, dann läßt sich U_E nach Gleichung (6) oder Bild 4 ermitteln, wobei für K der Tabellenwert für $I_{q\,min}$ eingesetzt wird.
Es ist dann:

$$U_{E\,min} = \frac{150\,(1 - 0{,}625)}{1 - 1{,}22 \cdot 0{,}625} = 236 \text{ V}.$$

Die weiteren Werte sind:

$U_{E\,Nenn}$	= 262 V;	I_{max}	= 0,04 A;
η_{Nenn}	= 0,353;	S	≈ 35,5;
R_v	= 3,45 kΩ;	$N_{Rv\,max}$	= 5,5 W;
σ	= 18;	$N_{E\,max}$	= 11,5 W.

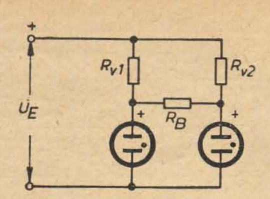


Bild 8: Gegenschaltung von Glimmstabilisatoren

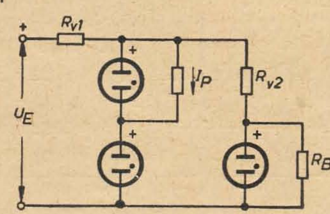


Bild 9: Kaskadenschaltung von Glimmstabilisatoren

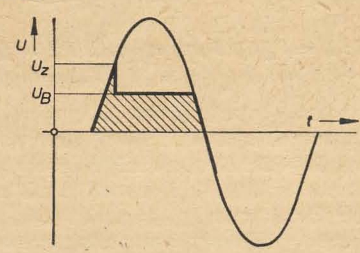


Bild 10: Verlauf der Spannung am Stabilsator beim Anlegen einer Wechselspannung über einen Vorwiderstand

Schaltungshinweise

Parallelschaltung von Stabilisatoren (auch gleicher Typen) ist wegen unkontrollierbarer Stromverteilung infolge geringer Abweichung der Brennspannung nicht zulässig. Benötigt man eine von der Brennspannung abweichende Ausgangsspannung, so kann man Reihenschaltung (Bild 7) oder Gegenschaltung von Typen mit untereinander abweichender Brennspannung (Bild 8) anwenden. Maßgebend für die Dimensionierung hinsichtlich der Belastung ist dabei immer der Typ mit dem niedrigsten Maximalquerstrom.
Zur Erzielung eines besseren Stabilisierungsfaktors dient die Kaskadenschaltung (Bild 9). Ihre Dimensionierung erfolgt für jede Stufe einzeln wie bei der einstufigen Schaltung. Stabilisierungsfaktor und Wirkungsgrad der Kaskadenschaltung sind

$$\sigma_k = \sigma_1 \cdot \sigma_2 \cdots; \qquad \eta_k = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdots.$$

Stabilisierung von Wechselspannungen

Wird ein Glimmstabilisator über einen Vorwiderstand an eine sinusförmige

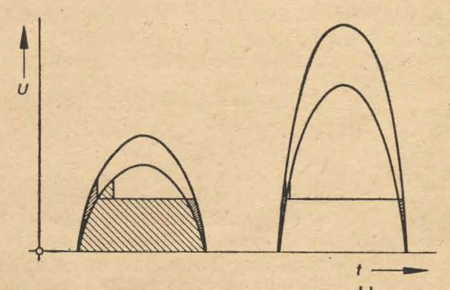


Bild 11: Je größer das Verhältnis $\frac{U}{U_B}$, um so kleiner werden die Differenzflächen und um so mehr entspricht die stabilisierte Amplitude dem Effektivwert

Wechselspannung gelegt, dann nimmt die Spannung am Stabilisator den aus Bild 10 ersichtlichen Verlauf.

Da beim Umpolen der Spannung keine definierten Zünd- und Brennspannungsverhältnisse vorhanden sind, müssen jeweils zwei Stabilisatoren antiparallel geschaltet werden. Die negative Halbwelle wird dann ein Spiegelbild der positiven. Aus Bild 10 geht hervor, daß nur die Amplitude, nicht aber der Effektivwert konstant gehalten werden kann. Je größer aber das Verhältnis von $\frac{U}{U_B}$, um so mehr entspricht die stabilisierte Amplitude dem Effektivwert, da die Differenzflächen sich verkleinern (siehe Bild 11).

Die Prinzipschaltung einer derartigen Stabilisierung zeigt Bild 12. Die entnehmbare Leistung ist infolge des begrenzten Querstromes nur gering und der Wirkungsgrad schlecht.

Einen besseren Wirkungsgrad erhält man durch Verwendung einer nicht abgeglichenen Brücke nach Cherry und Wild, die in abgewandelter Form Bild 13 zeigt.

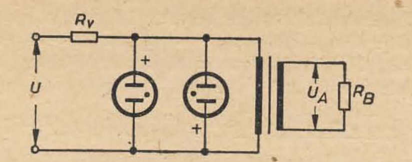


Bild 12: Prinzipschaltbild einer Wechselspannungsstabilisierung

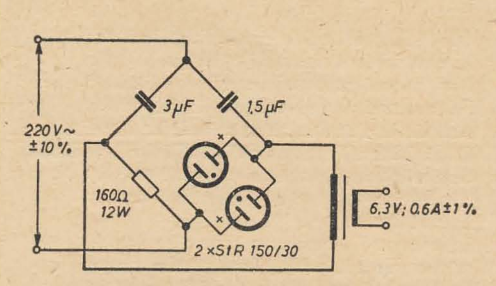


Bild 13: Wechselspannungsstabilisierung mit einer Brückenschaltung nach Cherry und Wild

Eine Gegenüberstellung von Glimmstabilisator und elektronischer Stabilisierung ergibt:

Hinsichtlich des Stabilisierungsfaktors und des Wirkungsgrades ist der Glimmstabilisator der elektronischen Stabilisierung in den weitaus meisten Fällen unterlegen. Ein weiterer Nachteil besteht in der Begrenzung auf einige wenige Ausgangsspannungswerte, die außerdem wegen der unvermeidlichen Toleranzen nicht genau definierbar sind (ein Nachteil, der allerdings nur selten ins Gewicht fällt) und die verhältnismäßig geringen zulässigen Stromentnahmen und Belastungsschwankungen.

Ein wesentlicher Vorteil hingegen sind der geringe Aufwand an Schaltmitteln und die hohe zeitliche Konstanz.

Diese Vorteile dürften bei kleineren Leistungen dem Glimmstabilisator auch als Spannungskonstanthalter weiterhin ein großes Anwendungsgebiet sichern.

W. ZOBERBIER

Langlebensdauerröhren

Für den folgenden Beitrag stellte der Autor das Konzept seines Vortrages in der Gruppe Röhrentechnik auf der 7. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar zur Verfügung. Neben einer Erklärung der Begriffe „Langlebensdauerröhren" und „P-Faktor" werden die konstruktiven und fertigungstechnischen Besonderheiten sowie das spezielle Prüfprogramm von Langlebensdauerröhren behandelt.

Über den Begriff „Langlebensdauerröhren"

Für verschiedene Anwendungsgebiete, z. B. bestimmte Meßgeräte, die Weitverkehrstechnik, die industrielle Elektronik, elektronische Rechenmaschinen, entspricht die Zuverlässigkeit normaler Rundfunkverstärkerröhren nicht den gestellten Anforderungen. Für diese kommerziellen Zwecke sind Röhren entwickelt worden, deren Zuverlässigkeit beträchtlich verbessert wurde und für deren Herstellung, gemessen an der Produktion normaler Empfängerröhren, ein wesentlich höherer Aufwand erforderlich ist.

Die hier angeführten Verwendungszwecke sind besonders kennzeichnend für die spezifischen Eigenschaften, die die kommerziellen bzw. Langlebensdauerröhren von den Röhren einer normalen Fertigung unterscheiden. Allgemein fordert man von diesen Röhren eine das normale Maß übertreffende Zuverlässigkeit, die aber für die einzelnen Verwendungszwecke jeweils anderer Art sein kann. So fordert man von den

Weitverkehrsröhren

eine sehr lange Lebensdauer, da ein Röhrenwechsel in Weitverkehrsanlagen oft über einen längeren Zeitraum hinweg nicht möglich ist bzw. ein Röhrenausfall größere Kosten verursacht. Während für Empfängerröhren normalerweise Garantien für eine Lebensdauer von 500 bis 800 Stunden gegeben werden, wird von Langlebensdauerröhren in der Regel eine mittlere Lebensdauer von 10000 Stunden verlangt. Röhren für den Nachrichtenweitverkehr müssen darüber hinaus gute Breitbandeigenschaften, insbesondere ein hohes S/C-Verhältnis haben.

Röhren für Geräte der industriellen Elektronik

müssen sehr hohe Stoß- und Schüttelbeschleunigungen vertragen können, ohne dadurch in ihrer Funktionsfähigkeit beeinträchtigt zu werden. Röhren dieser Art sollen Schocks bis zu 500 g (g = Erdbeschleunigung) und über einen längeren Zeitraum Schüttelbeschleunigungen bis zu 5 g überstehen.

In elektronischen Rechenmaschinen

werden als Zählelemente hauptsächlich bistabile Multivibratoren mit Doppeltrioden (Flip-Flop-Schaltung) eingesetzt. In diesen Schaltungen ist immer eines der beiden Systeme stromlos, muß aber während der ganzen Betriebszeit ansprechbereit sein. Es kann also vorkommen, daß ein Röhrensystem längere Zeit gesperrt ist und keinen Strom zieht. Hierdurch wird die Zwischenschichtbildung in der Katode begünstigt, die wiederum die Emission und damit die Lebensdauer der Röhren ungünstig beeinflußt. Röhren in elektronischen Rechenmaschinen müssen daher mit Katoden ausgestattet werden, die nur wenig zur Zwischenschichtbildung neigen, damit sie auch im gesperrten Zustand eine lange Lebensdauer haben.

Für Präzisionsmeßgeräte

werden Röhren mit entsprechend geringer Datenstreuung während ihrer Lebensdauer verlangt.

Die wichtigste Eigenschaft, die alle diese Röhren gemeinsam aufweisen sollen, ist ihre lange Lebensdauer bei dem genannten Verwendungszweck. Zuerst muß festgelegt werden, wie lange eine Röhre lebt, d. h. wie lange eine Röhre als funktionsfähig anzusehen ist. Die Röhre ist eindeutig ausgefallen, wenn sie durch irgendwelche Schlüsse und Glasbrüche überhaupt nicht mehr arbeitet. Eine Röhre kann aber im Laufe der Zeit ihre statischen Werte so verändern, daß das Gerät zwar noch betriebsfähig bleibt, aber seine vorgegebenen technischen Daten nicht mehr erfüllt.

Die Definition für das Ende der Lebensdauer von Elektronenröhren wurde daher wie folgt festgelegt:

Eine Röhre gilt als ausgefallen (Ende der Lebensdauer), wenn

a) ihre Funktion infolge mechanischer Veränderungen vollständig aufhört (Unfalltod),

b) wenn gewisse vorgegebene Grenzdaten erreicht oder überschritten werden (Altersschwäche).

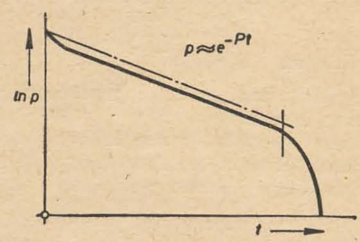


Bild 1: Typische Ausfallkurve eines Röhrenpostens in Abhängigkeit von der Brenndauer

Der Vorgang a), der Unfalltod, ist ein für die Einzelröhre rein zufälliges Ereignis, das jeden Augenblick eintreten kann. Anders ist es, wenn man die Wahrscheinlichkeit betrachtet, ob eine Röhre zu einem gewissen Zeitpunkt ausfällt. Diese Wahrscheinlichkeit ist zweifellos durch die Güte des Röhrentyps bestimmt. Die Ursachen für den Röhrenausfall sind in der Regel Verformungen oder Zerstörungen in der Röhre, die durch thermische oder mechanische Überlastungen entstehen. Besonders kritische Fehler dieser Art sind Glasfehler und Brennerfehler, desgleichen Konstruktionseigenarten und Montageschwierigkeiten, die leicht zu System- und Zuleitungsschlüssen sowie -brüchen Anlaß geben können. Um eine lange Lebensdauer bei den kommerziellen Röhren zu erzielen, sind Konstruktion und Technologie bereits so zu gestalten, daß die Ausfallwahrscheinlichkeit der Röhren infolge mechanischer Fehler oder Glasfehler auf ein Mindestmaß herabgedrückt wird.

Während der Unfalltod von Röhren [Vorgang a)] statistischer Natur ist und für die Einzelröhre rein zufällig eintritt, ist der Vorgang b), das Absinken auf gewisse, für den Röhrentyp vorgegebene Grenzdaten, ein kontinuierlicher Vorgang. Hier ist nur der Zeitpunkt des Erreichens der Lebensdauergrenze von Röhre zu Röhre unterschiedlich. Für dieses Erreichen der Lebensdauergrenze kann man in der Regel eine untere Grenze annehmen, zumal die sogenannten „Anfangsausfälle" bei Langlebensdauerröhren grundsätzlich beim Hersteller ausgeschieden werden.
Eine typische Ausfallkurve, wie sie im Bild 1 dargestellt ist, besteht aus zwei grundsätzlich verschiedenen Kurventeilen: einem linearen Teil, der im wesentlichen die Ausfälle durch Unfalltod charakterisiert, und einen danach stark abfallenden Teil, bedingt durch das immer stärkere Absinken der emissionsbedingten Kenndaten. Im folgenden wird auf den Unfalltod und die Vorgänge, die zu den Alterserscheinungen der Röhre führen, näher eingegangen.

Voraussetzungen zum Erreichen langer Lebensdauer

Der Unfalltod der Röhre, das plötzliche Ausscheiden, ist ein ausgesprochen statistischer Vorgang, der nur im Rahmen einer größeren Röhrenanzahl betrachtet werden kann. Dabei wird untersucht, wie groß die Anfälligkeit einer gewissen Röhrengruppe gegenüber Brüchen und Schlüssen in der Röhre ist, die zum Unfalltod führen. Da angenommen werden muß, daß die Brüche oder Schlüsse keine Folge von Alterserscheinungen, sondern rein zufälliger Natur sind, muß die Wahrscheinlichkeit des Ausfalls einer Röhre zu jeder Zeit die gleiche sein. In jedem Zeitraum dt findet eine gewisse Abnahme dN der gerade vorhandenen Röhrenanzahl statt. Diese Abnahme der Röhrenzahl wird um so größer sein, je größer in diesem Zeitpunkt die Anzahl der noch funktionsfähigen Röhren, aber auch je größer der betrachtete Zeitabschnitt dt ist. Daraus ergibt sich, daß die Anzahl der ausfallenden Röhren-dN proportional den gerade vorhandenen Röhren N und dem Zeitabschnitt dt ist:

$$-dN \sim N dt.$$

Bei Benutzung eines Proportionalitätsfaktors ergibt sich die Differentialgleichung

$$dN = -PN dt,$$

deren Lösung $N = N_0 e^{-Pt}$ ist.

Hierin ist N_0 die Anzahl der ursprünglich vorhandenen Röhren.
Führt man an Stelle der zum Zeitpunkt t vorhandenen Röhren N den Prozentsatz der noch funktionsfähigen Röhren gegenüber den ursprünglich vorhandenen ein, $p = \frac{N}{N_0}$, dann folgt

$$p = e^{-Pt}.$$

Mißt man die Zeit t in Einheiten zu 1000 Stunden, dann ist der Abfall nach 1000 Stunden gegeben durch

$$1 - p = 1 - e^{-P},$$

und da P eine sehr kleine Zahl ist, kann angenähert gesetzt werden

$$1 - p = 1 - (1 - P) = P.$$

Der Faktor P im Exponenten gibt also an, wie groß der relative Röhrenausfall in 1000 Stunden ist. Die für das statistische Verhalten der Röhre charakteristische Größe bezeichnet man als P-Faktor. Er wird meist in ‰ angegeben.
Den relativen Ausfall p kann man auch noch anders deuten. Führt man eine wahrscheinlichkeits-theoretische Betrachtung durch, dann ergibt sich für die Wahrscheinlichkeit, daß eine Röhre innerhalb eines gewissen Zeitraumes ausfällt:

$$W = \frac{\text{Anzahl der ausgefallenen Röhren}}{\text{Anzahl ursprünglich vorhandener Röhren}}$$

Die Anzahl der ausgefallenen Röhren ist aber gleich der Differenz aus der Anzahl der ursprünglich vorhandenen und der noch übrig gebliebenen Röhren, also ist

$$W = \frac{N_0 - N}{N_0} = 1 - \frac{N}{N_0} = 1 - p = 1 - e^{-Pt}.$$

Und daraus ergibt sich direkt, daß die Wahrscheinlichkeit des Ausfalles einer Röhre innerhalb der ersten 1000 Stunden gerade

$$W = P$$

ist.

Der P-Faktor ist also gleichzeitig ein Maß für die Zuverlässigkeit eines Röhrentyps.
Die Alterungserscheinungen von Röhren sind im wesentlichen durch die Eigenschaften der Katode und durch Prozesse auf der Katode bedingt. Dieser Vorgang verläuft in der Regel kontinuierlich und macht sich durch ein ständiges Absinken des Anodenstromes und der Steilheit bemerkbar.
Eine lange Lebensdauer kann also nur dann erreicht werden, wenn der Abfall der emissionsbedingten Kenngrößen der Röhre so langsam vor sicht geht, daß die vorgegebenen Lebensdauergrenzwerte erst nach einer längeren Zeit überschritten werden. Bei dieser Lebensdauer spielen drei Erscheinungen eine Rolle:

1. Während des Betriebes der Röhre verdampft ständig metallisches Barium von der Oberfläche der Katode. Um die Emissionsfähigkeit der Katode aufrechtzuerhalten, sind dem Kernmaterial, das die Unterlage der Katodenschicht bildet, reduzierende Bestandteile beigegeben, die eine ständige Reduktion von Bariumoxyd der Katodenschicht in metallisches Barium bei der in den normalen Empfängerröhren herrschenden Katodentemperatur von etwa 800° C bewirken. Als solchen reduzierenden Bestandteil verwendet man in der Regel Magnesium. Magnesium hat allerdings die Eigenschaft, wegen seines niedrigen Verdampfungspunktes sehr leicht zu verdampfen. Ein Absinken der Emission ist dann zu beobachten, wenn die Reduktionsbestandteile des Kernmaterials verbraucht sind. Um die Bariumverdampfung von der Katode möglichst gering zu halten, wird die Katodentemperatur für Langlebensdauerröhren erheblich niedriger als die normaler Rundfunkröhren gewählt. Das bedingt dann allerdings auch erheblich geringere zugelassene Heizspannungsschwankungen.

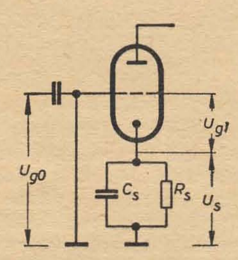


Bild 2: Prinzipdarstellung der Wirkung des Zwischenschichtwiderstandes als komplexer Zweipol

2. Wesentlich störender macht sich eine andere Erscheinung bemerkbar, die sogenannte Zwischenschichtbildung. Bei der Reduktion des Bariums durch Silizium bildet sich als Nebenprodukt zwischen Katodenhülse und Oxydschicht eine Schicht Bariumorthosilikat mit einem ausgesprochenen Sperrschichtcharakter, deren Widerstand bis zu 100 Ω/cm² betragen kann. Diese Zwischenschicht wirkt wie ein in die Katodenleitung der Röhre geschaltetes RC-Glied. Für hohe Frequenzen (f_1 = 10 MHz) bildet die dem Schichtwiderstand R_s parallel geschaltete Kapazität C_s einen Kurzschluß, und man mißt bei dieser Frequenz die normale ursprüngliche Steilheit S_1. Bei niedrigen Frequenzen (f_2 = 10 kHz) wird dagegen der Schichtwiderstand R_s wirksam, der sich als Gegenkopplung in der Katodenleitung äußert.
Nach Bild 2 besteht zwischen U_{g0} [Eingangsspannung bei hohen Frequenzen (f_1 = 10 MHz)] und U_{g1} (Eingangsspannung bei niedrigen Frequenzen, die durch C_s und R_s gebildete Gegenkopplung wird wirksam) die Beziehung

$$U_{g0} = U_{g1} + U_s,$$

wobei

$$U_s = - I_a \cdot R_s$$

ist. Hieraus ergibt sich aber sofort

$$\frac{U_{g1}}{I_a} - \frac{U_{g0}}{I_a} = \frac{1}{S_1} - \frac{1}{S_0} = R_s.$$

S_1 ist hier die Steilheit mit Gegenkopplung durch R_s und S_0 die Steilheit ohne Gegenkopplung. Nach einer kleinen Umformung folgt

$$S_1 = \frac{S_0}{1 + S_0 \cdot R_s};$$

das ist die von der Gegenkopplung durch einen Katodenwiderstand her bekannte Gleichung. Je größer also der Schichtwiderstand R_s im Lauf der Lebensdauer wird, um so größer wird der Steilheitsabfall sein.
Dieser Effekt tritt bei normalen Rundfunkröhren in starkem Maße auf, und die Lebensdauergrenze wird oft bereits nach 500 bis 1000 Stunden erreicht, obwohl die Emission der Röhren noch gut ist. Man versucht daher, für Langlebensdauerröhren Katodenmaterialien zu verwenden, die Silizium nur in sehr geringen Spuren (< 0,04%) oder die als Reduktionsmittel Wolfram (4%), Aluminium oder Titan enthalten, bei denen ähnliche Zwischenschichtbildungen erst nach wesentlich längerer Zeit beobachtet wurden.

3. Eine weitere Erscheinung physikalisch-chemischen Ursprungs ist die Vergiftung der Katode durch Gase, die während des Betriebes aus den Elektroden austreten. Das kann dazu führen, daß die Katodenoberfläche von einer Schicht Bariumverbindungen mit höherer Austrittsarbeit bedeckt wird, so daß die Katode nicht emissionsfähig ist und sich auch nicht mehr regenerieren läßt.
Gegen diese Katodenvergiftungen hilft nur die Verwendung ausgesuchter Einzelteile, die außerdem vor dem Einbau in die Röhre durch Waschen und Glühen vorbehandelt werden, um ein Austreten von Gasen während des Betriebes zu verhindern. Ferner sollen die Einbauteile vor und während der Montage stets unter Überdruck stehen, damit ein Anlagern von Gasen und Schwebeteilchen weitgehend vermieden wird. Um nun noch sicher zu gehen, daß es auch während des Betriebes der Röhre auf keinen Fall zu Gasausbrüchen kommen kann, wird durch eine großzügige Elektrodenausbildung (niedrige spezifische Anoden- und Gitterverlustleistung) die Temperatur der Röhre so niedrig wie möglich gehalten. Gegebenenfalls doch noch austretende Gase müssen durch gute und langwährende Getter gebunden werden.
Sehr instruktiv sind Lebensdauerergebnisse, die Dahlke [3] veröffentlicht hat und die die beschriebenen Vorgänge sehr anschaulich zeigen. Diese Untersuchungen wurden mit verschiedenen Katodenmaterialien durchgeführt, von denen zwei besonders charakteristische, hervorgehoben seien.
NiIII entspricht in seiner Zusammensetzung mit Ni + 0,07% Mg + 0,03% Si annähernd dem Nickel C, das für normale Empfängerröhren verwendet wird. Die Emissionskurve I_D für dieses Katodenmaterial zeigt nach einem kurzen vorübergehenden Anstieg einen gleichmäßig konstanten Verlauf (Bild 3), der nur gestört wird, wenn sich die reduzierenden Bestandteile durch eine allzu hohe Katodentemperatur zu schnell verbrauchen. Einen prinzipiell ähnlichen Verlauf zeigt die Emissionskurve für NiI (Bild 4), dessen Magnesiumgehalt bei 0,02%

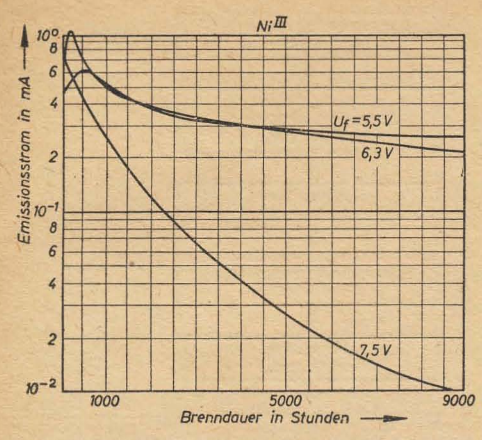


Bild 3: Emissionsverlauf während der Brennzeit für Ni^{III} (nach Dahlke).
U_f = Parameter, Ni^{III} = Ni + 0,07% Mg + ca. 0,03% Si

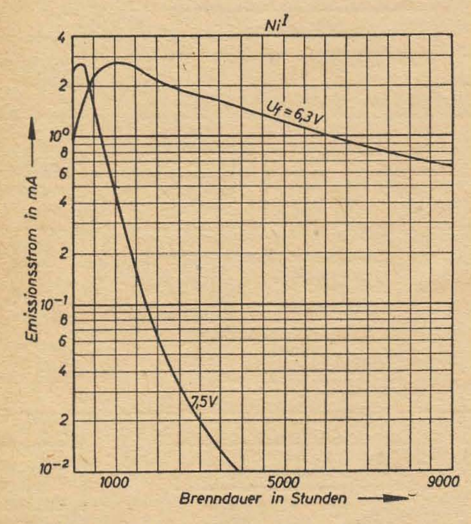


Bild 4: Emissionsverlauf während der Brennzeit für Ni^{I} (nach Dahlke)

und dessen Siliziumgehalt bei 0,01% liegt. Der Unterschied beider Katodenmaterialien liegt in der Bildung der Zwischenschicht während der Lebensdauer (Bilder 5 und 6). Bei Ni^{III} macht sich bei der normalen Heizspannung von 6,3 V bereits nach etwa 150 Stunden ein Zwischenschichtwiderstand R_s bemerkbar. Bei Ni^{I} mit dem geringeren Siliziumgehalt setzt dieser Effekt unter gleichen Umständen erst viel später, nach etwa 2000 Stunden ein, und nach 20000 Stunden ist ein Wert erreicht, der bei Ni^{III} bereits nach etwa 400 Stunden gemessen wurde. Entsprechend dem Anstieg des Zwischenschichtwiderstandes senken sich die Kurven für die Steilheit und die Gitterspannung U_g, die nötig ist, um bei einer vorgegebenen Anoden- und Schirmgitterspannung den verlangten Strom im Arbeitspunkt zu erzielen. Aus diesen Kurven ist sehr deutlich zu erkennen, welche Rolle die Dosierung der reduzierenden Bestandteile im Katodenmaterial für die Lebensdauer einer Röhre spielt.

Bei der Definition und Festsetzung der Lebensdauer ging man davon aus, daß die emissionsbedingten statischen Werte der Röhre, wie Anodenstrom und Steilheit, um einen ganz bestimmten Betrag abfallen dürfen. Diese Lebensdauergrenze liegt bei Langlebensdauerröhren im allgemeinen etwa 30% unterhalb des Kennwertes. Hieraus ergibt sich nun eine wesentliche Schwierigkeit. Legt man nämlich die bei normalen Empfängerröhren üblichen Streutoleranzen der Kenndaten von etwa ± 20% zu Grunde, dann kann es passieren, daß eine Röhre nur noch einen Bereich von 10% zur Verfügung hat, in dem ihre Daten abfallen dürfen. Eine Röhre, deren Daten bereits um 20% vom Kennwert tolerieren, wird also vermutlich, da sie ja unter gleichen Umständen wie alle Röhren ihres Postens gebaut worden ist, wesentlich schneller die Lebensdauergrenze erreichen, als eine Mittelwertsröhre. Da die Lebensdauergarantie aber für alle Röhren der Serie gilt, muß versucht werden, die Streugrenzen von Langlebensdauerröhren stark einzuengen, damit von der unteren Toleranzgrenze bis zur Lebensdauergrenze noch ein möglichst großer Abfall erfolgen kann. Die lange Lebensdauer ist also nicht nur allein von den Katodeneigenschaften abhängig, sondern sie wird zum Teil auch durch eine Einengung der Prüftoleranzen herabgesetzt. Dieses Einengen der Prüftoleranzen hat aber andererseits zur Folge, daß ein großer Teil der normalerweise für gut befundenen Röhren jetzt zum Ausschuß zählen würde. Aus diesem Grunde sind die Einzelteile der Röhre konstruktiv so zu gestalten, daß Streuungen ihrer Form die Kenndaten der Röhre nur wenig beeinflussen, oder daß ihre Herstellung überaus sorgfältig erfolgt, indem nur geringe Toleranzen zugelassen werden. Eine Montage mit gut durchgearbeiteten Aufbaulehren muß außerdem verhindern, daß die maßhaltig hergestellten Teile während des Systemaufbaus verformt werden.

Charakteristika für die Funktionstüchtigkeit von Elektronenröhren

Die gleichen konstruktiven Maßnahmen, die zur Einführung engerer Prüftoleranzen ergriffen werden müssen, sind auch in bezug auf die mechanische Zuverlässigkeit notwendig. Die Langlebensdauerröhre muß gegenüber äußeren mechanischen Einflüssen möglichst unempfindlich sein. Um sicher zu gehen, daß sich während des Betriebes keine mechanischen Veränderungen ergeben, muß die Röhre vor dem Ausliefern mechanischen Belastungsprüfungen unterzogen werden, bei der alle Fehler, die sich im Laufe ihrer Lebensdauer einstellen könnten, bereits erkannt und die Röhren ausgeschieden werden, die den Schwing- oder Stoßbelastungen nicht gewachsen sind. Diese mechanischen Schwingungen oder Schocks wirken sich naturgemäß am wenigsten aus, sofern die an den einzelnen Teilen angreifenden Kräfte oder Momente klein sind, und dies ist immer dann der Fall, wenn die Massen der Teile und ihre Abmessungen klein sind. Außerdem muß aber dafür gesorgt werden, daß eine Bewegung der Teile selbst unmöglich ist. Dies erreicht man, indem die Teile mehrfach miteinander befestigt werden. Ihre Halterung in den Glimmerscheiben muß ebenfalls sehr fest sein, für die Glimmerdurchbrüche werden darum wesentlich engere Toleranzen vorgeschrieben.

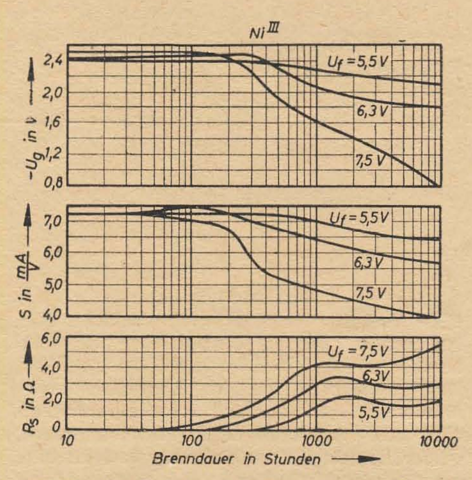


Bild 5: Verlauf des Arbeitspunktes — U_g, der Steilheit S und des Zwischenschichtwiderstandes R_s während der Brennzeit für Ni^{III} (nach Dahlke)

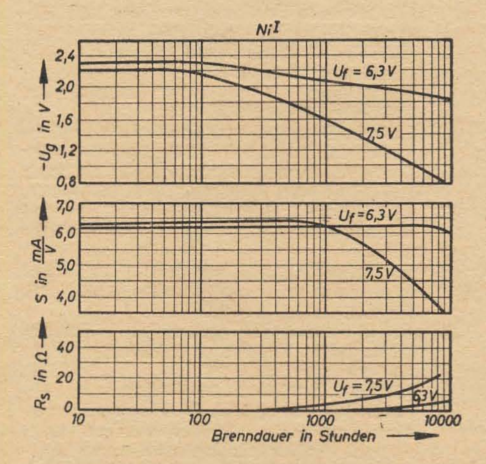


Bild 6: Verlauf des Arbeitspunktes — U_g, der Steilheit S und des Zwischenschichtwiderstandes R_s während der Brennzeit für Ni^{I} (nach Dahlke)

Unter den Angaben, die die Funktionsfähigkeit einer Röhre charakterisieren, wird auch eine Begrenzung für den höchstzulässigen negativen Gitterstrom gegeben. Durch den Gitterstrom wird im Gitterableitwiderstand eine zusätzliche Spannung erzeugt, die sich zur Gittervorspannung addiert. Ein negativer Gitterstrom bewirkt auf diese Weise eine Verschiebung zu niedrigeren Gitterspannungen hin. Dadurch vergrößert sich aber der Anodenstrom, was zur Folge haben kann, daß der negative Gitterstrom ebenfalls weiter wächst. Dies wiederum bewirkt eine erneute Verschiebung der Gitterspannung, so daß ein kontinuierliches Ansteigen der statischen Werte bis zur Überlastung die Folge sein kann. Darum müssen solche Gitterströme in der Röhre unbedingt vermieden werden.

Der negative Gitterstrom setzt sich aus einigen Komponenten verschiedenen physikalischen Ursprungs zusammen. Die hauptsächlich hier auftretenden Gitterstromkomponenten sind:

1. Der Ionisierungsstrom,

hervorgerufen von der Ionisierung vorhandener Restgasmoleküle in der Röhre. Er ist um so größer, je schlechter das vorhandene Vakuum ist und je mehr Moleküle durch die Elektronen des Emissionsstromes in der Röhre ionisiert werden.

2. Der Isolationsstrom

ist die Folge eines stets vorhandenen, wenn auch nur geringen, von Null verschiedenen Leitwertes zwischen dem Gitter und anderen Elektroden, besonders der Katode. Seine Ursache sind Bedampfungen und Verunreinigungen der Isolationsstrecken zwischen den Elektroden. Eine Abhilfe gibt es nur, indem die Isolierscheiben während des Herstellungsprozesses vor jeder Verschmutzung geschützt werden und ein Bedampfen durch Metalldampf beim Glühen der Röhren weitgehend vermieden wird.

3. Die thermische Gitteremission

wird durch ein unerwünschtes Emissionsvermögen des Steuergitters hervorgerufen. Befinden sich oxydierte Bestandteile auf der Oberfläche der Gitterwindungen, die von Verschmutzungen oder Anlagerungen herrühren, so wird aufgedampftes metallisches Barium durch diese Oxyde infolge der größeren Affinität des Bariums zu Sauerstoff zum Teil in Bariumoxyd umgewandelt, und wie bei der Oxydkatode bilden sich Inseln metallischen Bariums auf oder neben Bariumoxydunterlagen, die bei Erwärmung des Gitters emittieren. Dieser Emissionsstrom ist ein ausgeprägter Sättigungsstrom, dessen Größe nur von der Temperatur des Gitters abhängt. Als erste Vorbedingung zur Vermeidung der thermischen Gitteremission müssen die Gitter sehr sauber vorbehandelt werden, so daß jeder Verschmutzung des Gitters vorgebeugt wird. Um eine Oxydbildung auf der Oberfläche der Gitterwindungen weitgehend zu vermeiden,

wird der Gitterdraht zweckmäßigerweise vergoldet (andere Untersuchungen sind auch mit Versilberungen durchgeführt worden). Der Emissionseffekt ist um so geringer, je niedriger das Gitter temperiert ist. Aus diesem Grunde muß für die Gitterstreben ein gut leitendes Material, nach Möglichkeit Kupfer, gewählt werden, außerdem bringt man an den Enden der Gitterstreben gut strahlende Kühlflächen an.

Während die kommerziellen Röhren zunächst innerhalb des Programms der Empfängerröhren hergestellt wurden, hat sich heute die Zweckmäßigkeit erwiesen, für die Langlebensdauerröhren eigene Abteilungen einzurichten, die in ihrer Arbeitsweise den Erfordernissen der Fertigung von Langlebensdauerröhren mehr gerecht werden. Oberstes Prinzip in diesen Abteilungen ist höchste Sauberkeit und höchste Präzision in der Fertigung. Die Einhaltung dieses Prinzips fängt bereits mit einer getrennten Lagerhaltung des ausgesuchten Materials an. Für die Herstellung der Einzelteile stehen besonders eng tolerierte Werkzeuge zur Verfügung, deren Abnutzung ständig überwacht wird, damit die Voraussetzungen für die Maßhaltigkeit der Einzelteile gegeben sind. In häufigen Stichproben wird überprüft, ob die Teile auch den Zeichnungen entsprechen. Die fertigen Einzelteile werden gereinigt, vorgeglüht und in luftdicht abgeschlossenen Behältern bis zur Montage aufbewahrt. Der Aufbau der Systeme selbst wird in Überdruckräumen an Montagetischen durchgeführt, deren Arbeitsfläche mit Glas überdeckt ist und ebenfalls unter Überdruck steht. Alle diese Maßnahmen haben nur die Aufgabe, ein Eindringen von Staubteilchen zu verhindern. Ebenso tragen die Monteurerinnen Kittel, die nicht fusseln und keinen Schmutz annehmen. Die gleiche Sorgfalt, die für die Einzelteilherstellung und die Montage aufgewandt wird, ist auch bei allen weiteren Arbeitsgängen notwendig. Auf diese Weise läßt sich ein weitaus zuverlässigeres Endprodukt erzielen, als es bei der normalen Herstellung von Empfängerröhren möglich wäre. Allerdings muß man in diesem Falle zugunsten einer besseren Qualität bewußt etwas vom ökonomischen Grundsatz der optimalen Produktion abgehen.

Ebenso wie bei der Fertigung sind auch bei der Prüfung von Langlebensdauerröhren besondere Maßnahmen erforderlich. Mit Hilfe eines gut durchgearbeiteten Prüfprogramms muß die Güte der Einzelröhre bzw. die Durchschnittsgüte eines Röhrenpostens beurteilt werden können. Der Prüfungsablauf setzt sich aus drei verschiedenen Prüfungsarten zusammen.

Zweckmäßiges Prüfprogramm

1. Prüfungen, die an jeder einzelnen Röhre vorgenommen werden. Dazu gehören die visuellen Untersuchungen, Abschreckproben, wobei jede Röhre in kochendes Wasser und hinterher in kaltes Wasser gesteckt wird, um Röhren mit kritischen Spannungen im Glas auszusondern, Schüttelprüfungen, Brennerüberlastungsprüfungen und schließlich die Prüfung der elektrischen Daten.

2. Vorbrennen der Röhre zum Erkennen der Anfangsausfälle.

3. Teste, die an einer willkürlich ausgewählten Anzahl von Röhren vorgenommen werden und die dazu dienen, ein mittleres Verhalten der Röhren unter gewissen Bedingungen zu erkennen. Diese Bedingungen werden sehr hart gewählt, und wenn sich die ursprünglichen Werte der Teströhren nach dem Test nur in geringfügigen Grenzen ändern, wird angenommen, daß der ganze Posten, da er mit Materialien gleicher Güte und unter gleichen Bedingungen aufgebaut wurde, ebenfalls die Testprüfungen überstände. Die Teströhren werden aus dem Posten ausgesondert und nicht verkauft.

Bild 7 zeigt einen Durchlaufplan mit der Reihenfolge der Prüfungen und Teste. Bis zur Prüfung der Daten nach dem Einbrennen werden alle ausfallenden Röhren ausgeschieden.

Nach der Prüfung der einzelnen Röhren werden die Stichprobenteste durchgeführt. Der Gesamtposten wird erst dann freigegeben, wenn festgestellt worden ist, daß die Bedingungen erfüllt wurden.

Alle diese Maßnahmen und auch die Kenntnisse, die bei der Herstellung von Langlebensdauerröhren gesammelt werden, kommen im Endeffekt nicht nur den Langlebensdauerröhren zugute, sondern finden ihren Niederschlag auch in vielen Verbesserungen in der Empfängerröhrenproduktion. Außerdem ist der Bedarf an zuverlässigen Röhren in letzter Zeit derart gestiegen, daß die Langlebensdauerröhre nicht mehr nur eine Frage des Renommees eines Röhrenwerkes ist, sondern bereits zu einem wirtschaftlich beachtlichen Faktor geworden ist. Ihr Anteil an der Gesamtproduktion von Elektronenröhren ist heute nicht mehr vernachlässigbar, und es hat den Anschein, als ob dieser Anteil auch weiter stark im Steigen begriffen ist. Dieser erhöhte Bedarf an Langlebensdauerröhren zwingt die Hersteller, auch bei diesen Röhren zu einer verstärkten, allerdings verfeinerten Automatisierung der Herstellungsverfahren überzugehen.

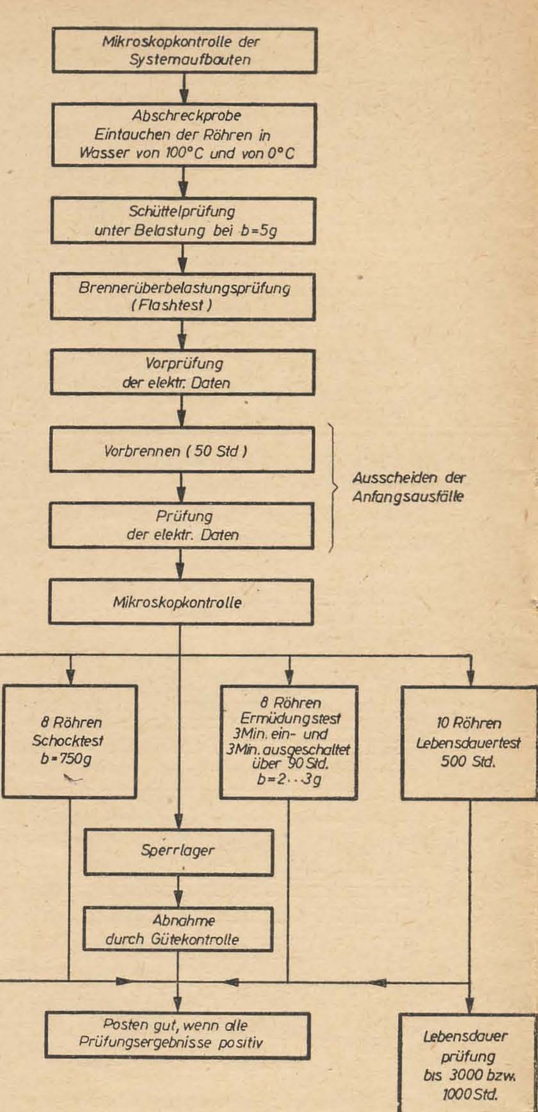


Bild 7: Prüfungsschema für Langlebensdauerröhren

Diese Verfahren lassen sich dann in vielen Fällen auch auf die Empfängerröhrenproduktion ausdehnen, so daß sich der Qualitätsabstand der Empfängerröhren von den Langlebensdauerröhren im Laufe der Zeit ständig verringern wird und zwischen beiden Röhrengruppen schließlich kein Unterschied mehr besteht. Dieses dürfte das Ziel einer jeden modernen Empfängerröhrenentwicklung sein.

Literatur

[1] W. Chladek: Fertigung verläßlicher Röhren, SEG-Nachr. Nr. 2 (1954).

[2] W. Chladek: Zwischenschichten in Oxydkatoden. FTZ 5, H. 7.

[3] W. Dahlke: Röhren langer Lebensdauer, Tel.Zeitg. 27 (1954) H. 104.

[4] S. Deb: Decay of emission from an oxide-coated cathode due to adsorption of matter liberated form the anode, J. Brit. Inst. Rad. Engineer, April (1954) S. 157···167.

[5] L. Eaglesfield: Life of valves with coated cathodes, Elect. Comm. 28 (1951) S. 95 bis 102.

[6] A. Finemann, A. Eisenstein: Studies of interface of oxide-coated cathode, J. Appl. Phys. 17 (1948) S. 663.

[7] G. H. Metson, S. Wagener, M. F. Holmes, M. R. Child: The life of oxide cathodes in modern receiving valves, Proc. IEE, 99 Part III (1952) S. 69···81.

[8] J. K. Rodenhuis, W. Sparbier: Langlebensdauerröhren als zuverlässiges Bauelement für Nachrichtentechnik und Industrie, Elektr. Rundschau 9 (1955) H. 1 und 2.

[9] E. G. Rowe: Technique of trustworthy valves, Electr. Comm. 28 (1951) S. 257 bis 275.

[10] J. R. Tillmann, J. Butterworth, R. E. Warren: The dependence of mutual conductance on frequency of aged oxide-cathode valves and its influence on their transient response, Proc. IEE 100 Part III (1953) S. 175···176.

[11] W. Dahlke: Lebensdauer von Oxydkatoden, Telefunkenzeitung 30 (1957) H. 115, S. 55···61.

Kanaleinteilung des italienischen Fernsehens

Hiermit möchten wir unseren Lesern, die Weitempfangsversuche vornehmen, die FS-Kanäle des italienischen Fernsehens (RAI) bekanntgeben. Die Sendungen erfolgen mit nachstehenden Frequenzen:

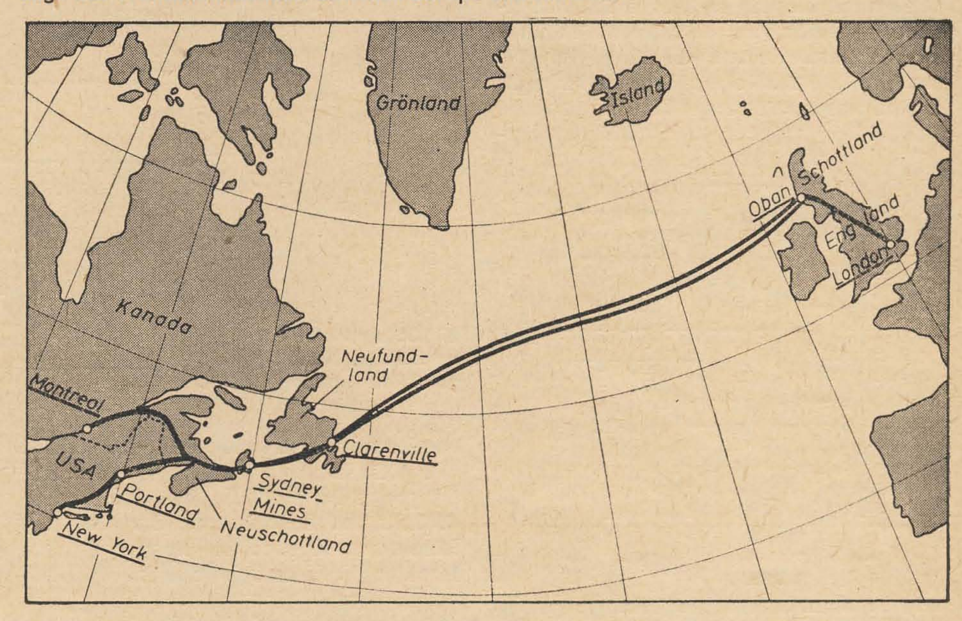
Kanal	Kanalgrenzen (MHz)	Bild (MHz)	Ton (MHz)
A	52,5— 59,5	53,75	59,25
B	61 — 68	62,25	67,75
C	81 — 88	82,25	87,75
D	174 —181	175,25	180,75
E	182,5—189,5	183,75	189,25
F	191 —198	192,25	197,75
G	200 —207	201,25	206,75
H	209 —216	210,25	215,75

Wie man aus der Tabelle entnehmen kann, stimmen mit den festgelegten Kanälen der CCIR lediglich die Kanäle B, D und H überein. Die übrigen weichen von der CCIR-Einteilung etwas ab. Im Band I liegen die Kanäle A und B, im Band II Kanal C und im Band III die Kanäle D bis H.

Röhren mit 20jähriger Lebensdauer für das Transatlantikkabel

Für das im September 1956 in Betrieb genommene neue transatlantische Telefonkabelsystem mit 36 Sprechkanälen (144 kHz Bandbreite) wurden 306 Langlebensdauerröhren in den Kabelverstärkern verwendet. In Abständen von etwa 40 Meilen sind in jedes der zwischen Oban (Schottland) und Clarenville (Neufundland) verlegten, 2000 Seemeilen langen Tiefseekabel 51 Verstärker mit je drei Röhren eingebaut. Diese Verstärker dienen zur Kompensation der Kabeldämpfung und zur Linearisierung des Frequenzganges des Kabels.
Bei den Röhren handelt es sich um zwei verschiedene Typen. Die vom British Post Office (Britisches Postministerium) entwickelte 6 P 12 wurde in den seichten Gewässern zwischen Clarenville (Neufundland) und Sydney Mines (Neuschottland) eingesetzt. Für alle im Tiefseeabschnitt eingebauten Verstärker lieferten die Bell Telephone Laboratories die in einer Sonderfertigung hergestellte Röhre 175 HQ. Die 175 HQ arbeitet bei der niedrigsten praktisch möglichen Katodentemperatur. Ebenso wurden die Anoden- und Gitterspannungen weitgehend herabgesetzt. Darüber hinaus sind die Elektrodenabstände sehr groß gewählt worden. Die Röhre ist nicht mit Stecksockel ausgerüstet, als Anschlüsse sind an beiden Enden durch Porzellansockel Kupferlitzen herausgeführt. Die 225-mA-Heizfäden der Röhren (Gleichstromheizung) sind in Serie geschaltet, während die Anoden- und Gitterspannung für jeden Verstärker aus dem Spannungsabfall an den Heizfäden des jeweiligen Verstärkers gewonnen wird (etwa 55 V).
Die Stromversorgung hängt also von der Speisung des Kabels mit einem konstanten Strom von 225 mA ab. Die in Serie geschalteten Heizfäden der Röhren eines Kabelstranges benötigen eine Spannung von etwa 2800 V, es muß aber noch der Spannungsabfall im Kabel selbst berücksichtigt werden, so daß eine Gesamtspannung von 3900 V erforderlich ist. Um die dielektrischen Verluste zu verringern, wird in das Kabel von beiden Seiten die halbe Spannung eingespeist. Ähnliche Röhren wie die im Transatlantikkabel verwendeten haben im Dauerversuch über 17 Jahre ohne Ausfälle gearbeitet. Es wird angenommen, daß die neuen Röhren mit Sicherheit 20 Jahre ohne Fehler arbeiten werden.

Lage des Transatlantikkabels zwischen Europa und Amerika



Neue Röhre für Impulssieb und getastete Regelung

In Amerika wurde eine neue Röhre, Typ 6 BU 8, entwickelt, die in sich die Funktionen der Störaustastung für die automatische Verstärkungsregelung (im folgenden kurz AVR genannt) und für das Impulssieb vereinigt. Im folgenden berichten wir über die Überlegungen, die zur Entwicklung der 6 BU 8 führten. Als Grundlage hierfür diente ein Beitrag in der „electronics" vom Mai 1957. Gleichzeitig erweitert dieser Artikel die Kenntnis der amerikanischen Fernsehempfänger-Schaltungstechnik.

Schaltung für Impulssieb und Regelspannungserzeugung ohne Störaustastung

Das System I der Doppeltriode 12 AT 7 (Bild 1) arbeitet als Impulssieb und Begrenzer. Ein Teil der Videospannung gelangt über den Koppelkondensator 3,3 nF zum Gitter und wird sowohl durch die Wirkung des Gitterstromes als auch durch die niedrige Anodenspannung derart begrenzt und abgeschnitten, daß nur steile Impulse am Gitter (Synchronisations- und Störimpulse) am Ausgang Spannungsimpulse erzeugen, die an die Kippgeräte weitergeleitet werden. Störimpulse, deren Amplitude den Synchronisationspegel stark überschreitet, werden auf denselben Wert begrenzt, den die Synchronisationsimpulse am Ausgang haben. Die Aufladung des Koppelkondensators 3,3 nF durch häufige und starke Störimpulse kann die Röhre sperren.

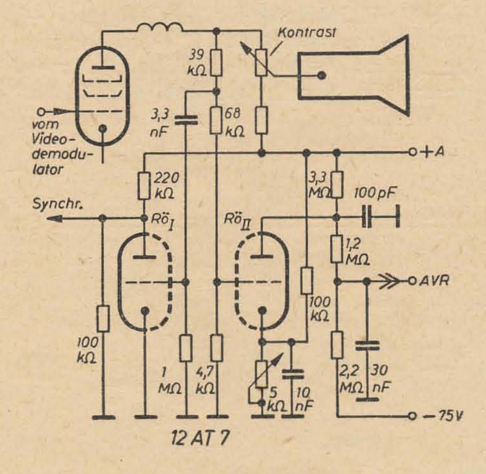


Bild 1: Impulssieb und Regelspannungserzeugung ohne Störschutz

Ein Teil der Videospannung wird galvanisch über einen Spannungsteiler an das Gitter der AVR-Triode (System II der 12 AT 7) gelegt. Infolge der positiven Katodenspannung liegt der Arbeitspunkt dieses Systems jenseits vom Kennlinienfußpunkt. Die Anode führt über den Spannungsteiler 3,3 MΩ, 1,2 MΩ, 2,2 MΩ positive Spannung, der AVR-Ausgang liegt, wenn das Gitter kein Signal erhält, bei etwa 0 V. Durch die (positiv gerichteten) Synchron- und Störimpulse am Gitter zieht die Röhre Strom, die Spannung am AVR-Ausgang wird negativ, die Verstärkung der geregelten Stufen sinkt. Die Störimpulse können also, sofern sie die Synchronimpulse an Amplitude weit übertreffen, den Empfänger vollkommen herunterregeln, wodurch die Synchronisation völlig aussetzt und das Videosignal so geschwächt wird, daß kein brauchbares Bild mehr entsteht. *Fortsetzung Seite 598*

Getastete AVR[1]) ohne Amplitudenbewertung

Die nächsthöhere Stufe dieser Schaltung ist im Bild 2 dargestellt. Für die AVR wird eine Koinzidenzschaltung verwendet, bei der eine Beeinflussung der Regelspannung nur in einem kurzen Zeitintervall möglich ist. Von der Horizontalablenkstufe wird ein Spannungsimpuls abgeleitet, der als Anodenspannung der „Taströhre“ wirkt, so daß diese nur während der Dauer des Horizontalimpulses arbeitsfähig ist. Der Vorteil besteht darin, daß zur Regelspannungsbildung nur die Synchronisier- und Störimpulse — beide jedoch nach wie vor in ihrer vollen Amplitude — beitragen, die innerhalb dieser kurzen Zeit auftreten. Die Länge des Auftastimpulses muß also möglichst klein gehalten werden. Solange Tastimpulse und tatsächlich empfangener Horizontalimpuls nicht in Phase sind — die Frequenz des freischwingenden Horizontalgenerators stimmt gewöhnlich nie völlig mit der senderseitigen Zeilenfrequenz überein — gibt das Impulssieb keinerlei Steuerimpulse ab. Da sich durch den Frequenzunterschied die Phasenlage aber stetig ändert, ist bald der Fall gegeben, daß ein Impuls im richtigen Augenblick das Gitter der Taströhre erreicht. Von diesem Augenblick an ist die Synchronisation gewährleistet.

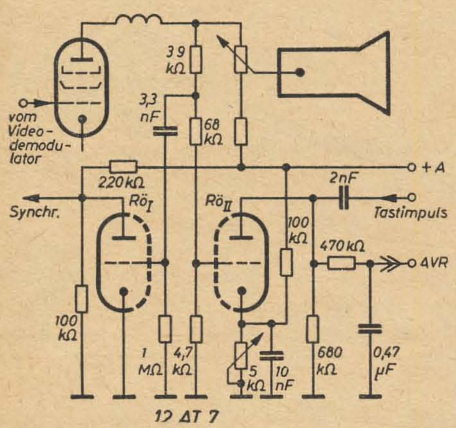


Bild 2: Automatische Verstärkungsregelung mit Taströhre

Für das Impulssieb ist dieses Prinzip aber auch nicht vorteilhaft, da der wesentlich breitere Vertikalimpuls zu sehr verschmälert und somit das Arbeiten der Vertikalsynchronisation in Frage gestellt würde.

Störaustastung im Impulssieb

Im Bild 3 ist als Impulssieb eine Heptode eingesetzt (6 BE 6, sonst auch 6 CS 6 = EH 90[2])). Gitter 1 ist so vorgespannt, daß ein normales Video- und Synchronsignal durch die niederohmige Gitter-Katodenstrecke kurzgeschlossen wird und den Anodenstrom der Röhre nicht beeinflußt. Das positiv gepolte, gleiche Signal liegt am Gitter 3 und wird durch die Gitterkombination sowie durch die niedrige Anodenspannung wie üblich begrenzt, so daß am Synchronausgang sauber beschnittene Impulse zur Verfügung stehen. Alle Störimpulse, die den Synchronisationspegel überschreiten, sperren am Gitter 1 den Anodenstrom der gesamten Röhre und ergeben am Ausgang keine Impulse (wenn man ganz schmale Nadelimpulse am Beginn und am Ende jedes Störimpulses vernachlässigt, die dadurch entstehen, daß die Anstiegszeit der Störimpulse nicht unendlich klein ist. So ergibt die kurze Zeit, in der Gitter 3 den Anodenstrom bereits hochtastet, ehe er durch Gitter 1 ganz gesperrt ist, noch kleine Andeutungen von Impulsen am Ausgang, die aber die Synchronisation kaum ernsthaft stören können). Der richtige Arbeitspunkt muß der durchschnittlichen Empfangsfeldstärke mit dem 7-MΩ-Regler angepaßt werden.

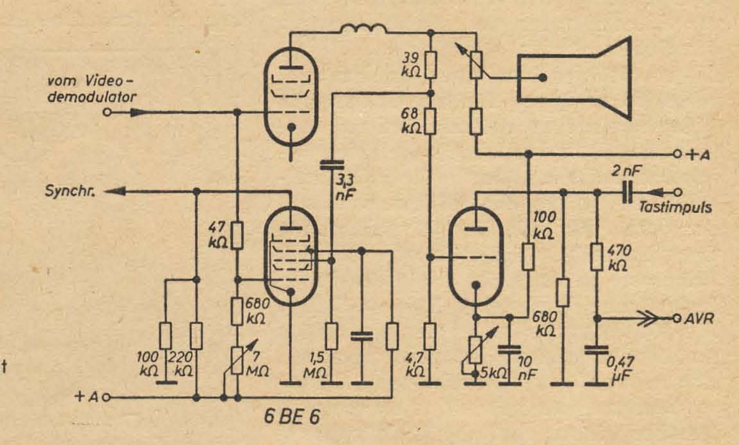


Bild 3: Impulssieb mit amplitudenabhängiger Störaustastung

Die Schaltung bringt eine gewisse Unstabilität mit sich. Wird — bei empfindlichster Einstellung des 7-MΩ-Reglers — von einem schwachen auf einen starken Sender umgeschaltet und besteht zwischen den Synchronzeichen der beiden Sender ein größerer Phasenunterschied, so schwingt der Zeilengenerator zunächst in der von dem schwachen Sender herrührenden Phasenlage weiter. Jetzt trifft der Synchronimpuls des starken Senders beispielsweise in der Mitte der Horizontalperiode (also in der Mitte der Zeile) ein. Die Verstärkung ist — vom vorherigen Empfang des schwachen Senders herrührend — noch nicht heruntergeregelt; der Synchronimpuls des starken Senders wird als Störimpuls behandelt und ausgetastet, kommt also nicht zur Geltung. Irgendwelche Teile der Videomodulation des starken Senders geben in Nähe der Zeilenmitte vielleicht einen scheinbaren Synchronimpuls und halten die falsche Phase des Horizontaloszillators aufrecht. Dadurch wird auch die Austastung der AVR in falscher Phase weiterarbeiten, d. h., zur Regelspannungsbildung tragen irgendwelche Teile der Videospannung bei und nicht die auf wesentlich höherem Pegel liegenden Synchronimpulse; so kann sich auch die Verstärkung nicht auf das für den starken Sender notwendige Maß herabregeln und damit dem Videosignal die Möglichkeit nehmen, einen „falschen“ Synchronimpuls zu erzeugen. Das Bild ist durch einen vertikalen dunklen Balken zerrissen (den eigentlichen Synchronimpuls). Beim Umschalten zwischen zwei schwachen Sendern kann diese Erscheinung nicht auftreten.

Getastete AVR mit Amplitudenbewertung

Im Bild 4 ist die AVR-Triode durch eine zweite 6 BE 6 ersetzt. Die Regelspannung wird auf ähnliche Weise abgenommen wie im Bild 1 (Spannungsteiler zwischen +A und —75 V). Gitter 1 wird parallel zu Gitter 1 des Impulssiebes von den negativen Impulsen vom Videodetektor gesteuert. Ebenso sind die Schirmgitter und Katoden beider Röhren parallelgeschaltet. Gitter 3 ist negativ vorgespannt, damit die Röhre gesperrt ist, wenn kein Videogemisch anliegt. Mit dem Regler 0,5 MΩ wird der Einsatz der Regelung verzögert, der Empfindlichkeitsregler des

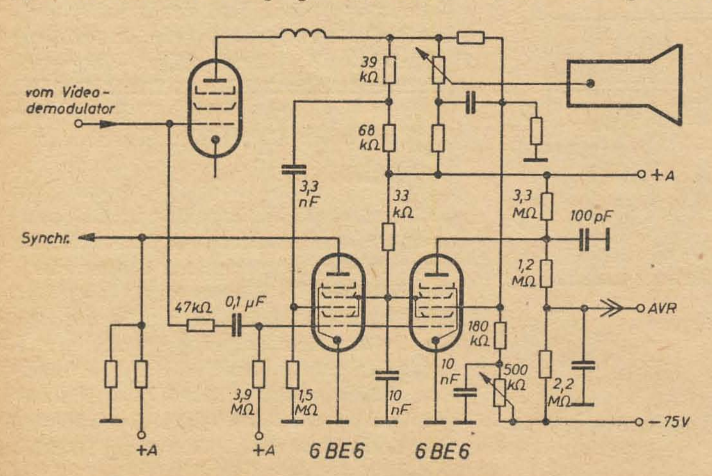
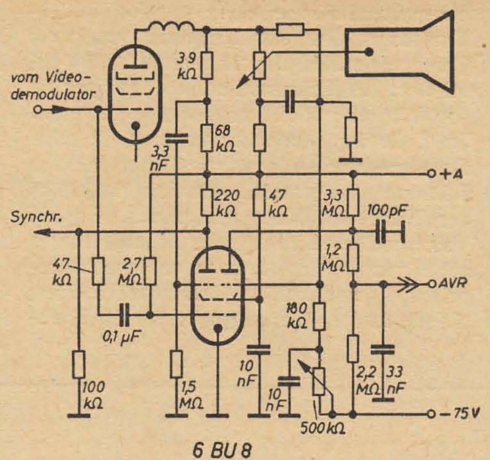


Bild 4: Impulssieb und Regelspannungserzeugung mit amplitudenabhängiger Störaustastung

[1]) Siehe auch: „Die getastete Verstärkungsregelung im Fernsehempfänger“, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 5 (1957) S. 141.

[2]) RADIO UND FERNSEHEN Nr. 13 (1955) S. 389: „Die Wirkungsweise der Heptode EH 90 als Amplitudensieb und Störunterdrückung im Fernsehempfänger“.

Impulssiebes (7 MΩ) wird weggelassen und die Röhre auf empfindlichste Arbeitsweise eingestellt. Denn da jetzt die AVR-Röhre von den tatsächlichen Synchronimpulsen getastet und außerdem jeder Störimpuls auf die Höhe des Synchronpegels begrenzt wird, kann der bei Bild 3 beschriebene Effekt nicht auftreten.
Diese Schaltung der AVR-Austastung kann mit kürzesten Zeitkonstanten arbeiten, so daß selbst Flackerfading und Reflexionen an Flugzeugen ausgeregelt werden können. Bei der normalen Zeitaustastung (Bild 2) muß die Zeitkonstante eine bestimmte Größe haben, da sonst die Tendenz besteht, die Horizontalimpulse mit auszuregeln, wodurch die Synchronisation ungünstig beeinflußt wird.



6 BU 8, eine Röhre mit zwei Pentodensystemen

Für die hier beschriebene Schaltung der getasteten AVR mit Amplitudenbewertung wurde die 6 BU 8 entwickelt. Die Röhre enthält zwei Pentodensysteme (siehe Bild 5) mit gemeinsamer Katode, Gitter 1 und Schirmgitter. Durch entsprechende Bemessung der Schaltung gelingt es, trotz der für beide Systeme gleichen Steuerung von Gitter 1 für beide Systeme optimale Verhältnisse zu schaffen. Im angegebenen Heft der „electronics“ sind auch einige Kennlinien dieser Röhre veröffentlicht.

Bild 5: Gleiche Funktion wie Bild 4, jedoch mit der neuen Röhre 6 BU 8

Germaniumdioden in Rundfunkgeräten aus Staßfurt

Bekanntlich haben sich Germaniumdioden in netzbetriebenen Rundfunkempfängern als Empfangs- und Regelspannungsgleichrichter nicht durchsetzen können. Das hat vor allem wirtschaftliche Gründe: Der Empfängerkonstrukteur erhält bei der Röhre EABC 80 die normalerweise benötigten Gleichrichterstrecken sozusagen „kostenlos“ mit der sowieso unentbehrlichen Niederfrequenztriode mitgeliefert. Die rein hochfrequenztechnischen Vorteile, die ein mit Germaniumdioden bestückter Verhältnisgleichrichter zweifellos bietet, fallen bei einem Massenerzeugnis, als das ein Rundfunkgerät anzusehen ist, kaum ins Gewicht, wenn man den wirtschaftlichen Aufwand und den „ins Auge“ oder hier besser „ins Ohr“ fallenden Vorteil gegeneinander abwägt.
Beachtliche technische Verbesserungen beim UKW-Empfang ergeben sich jedoch, wenn man Germaniumdioden für spezielle, andere Zwecke in Rundfunkgeräten einsetzt. Ein bisher leider viel zu wenig beachtetes Beispiel hierfür sind die zur Leipziger Frühjahrsmesse neu herausgekommenen Rundfunkgeräte des VEB Stern-Radio Staßfurt, die Tischgeräte Onyx, Diamant und Globus, sowie die Musikschränke Lohengrin und Caruso. Bild 1 zeigt einen Teilausschnitt aus dem Schaltbild des Mittelsuperchassis 8 E 156.

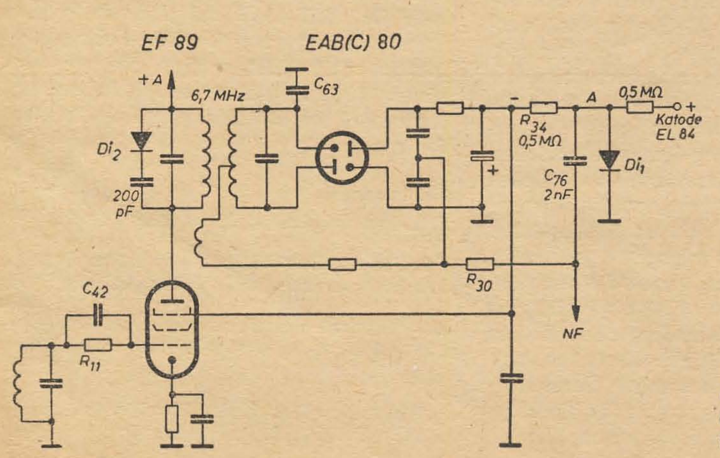


Bild 1: Teilschaltbild des Empfängers 8 E 156 des VEB Stern-Radio-Staßfurt

Die Diode 1 (OA 625, WBN Teltow) wird hier als elektronisch gesteuerter Schalter zur feldstärkeabhängigen Beschneidung des niederfrequenten Durchlaßbereiches benutzt. Sie erhält über einen 0,5-MΩ-Widerstand von der Katode der Endröhre eine gewisse positive Vorspannung. Der Arbeitspunkt liegt im Durchlaßgebiet, in dem der differentielle Widerstand klein ist. Das aus R_{30} und C_{76} bestehende RC-Glied schneidet die höheren Tonfrequenzen ab.
Stellt sich nun beim Empfang eines Senders am Ladekondensator des Verhältnisgleichrichters eine negative Richtspannung ein, wird über R_{34} das Potential des Punktes A nach negativen Werten zu verlagert (Bild 2). Dadurch wird der differentielle Widerstand der OA 625 schnell größer und C_{76} unwirksam. Die Höhenabschneidung entfällt. Die Wirkung dieser Schaltmaßnahme ist sowohl für den Laien als auch für den Fachmann frappierend. Das störende, starke Rauschen beim Übergang von einer UKW-Station auf die andere wird überaus wirkungsvoll unterdrückt, und beim Empfang schwacher Sender treten das Grundrauschen und von außen kommende Störgeräusche merklich zurück. Bei der Stellung des Wellenschalters „UKW-Fernempfang“ wird weiterhin noch durch einen im Bild 1 nicht wiedergegebenen Schalter die positive Grundvorspannung weiter erhöht, so daß die volle Höhenwiedergabe erst bei höheren Feldstärkewerten eintritt.
Nicht minder wirkungsvoll arbeitet die zweite im Gerät vorhandene Germaniumdiode 2. Sie liegt in Reihe mit einem 200-pF-Kondensator parallel zum Primärkreis des Verhältnisgleichrichters. Beim

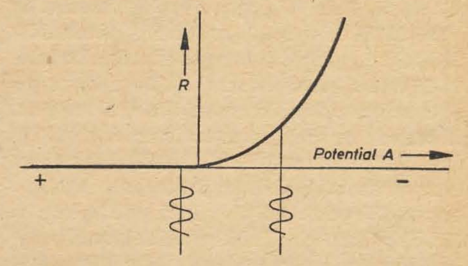
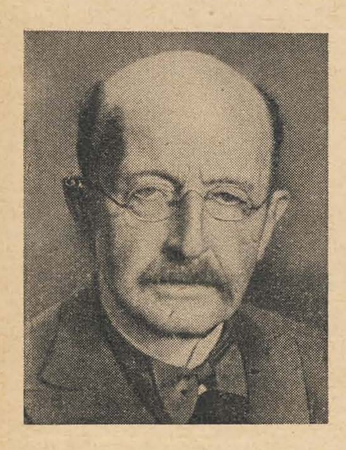


Bild 2: Wirkung einer Germaniumdiode als regelbarer Widerstand

Empfang eines Senders lädt sich der 200-pF-Kodensator annähernd auf den Spitzenwert der am Kreis stehenden Zwischenfrequenzspannung auf. Als Entladewiderstand ist lediglich der Sperrwiderstand der Germaniumdiode wirksam. Wie bereits in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 13 (1956) S. 393 beschrieben, wirkt er etwa mit einem Drittel seines Wertes dämpfend. Um diese zusätzliche Bedämpfung des Kreises klein zu halten, werden hier besonders ausgesuchte Dioden mit extrem guten Sperreigenschaften vom Typ OA 645 (WBN Teltow) verwendet. Die Wirkung der Schaltung besteht nun darin, daß Störimpulse, sobald sie die jeweilige Zwischenfrequenzamplitude überragen, abgeschnitten werden. Für die Momente, in denen die Augenblicksspannung den am 200-pF-Kondensator vorhandenen Spannungswert überschreitet, wird die Diode leitfähig. Der Energieinhalt der Störspitzen wird vom Kondensator aufgenommen und kann in den Impulspausen über den Sperrwiderstand der Diode relativ kontinuierlich abfließen.

Infolge der kleinen Ladezeitkonstante, die sich aus dem kleinen Kapazitätswert und dem niedrigen Durchlaßwiderstand der Germaniumdiode ergibt, erfaßt die Schaltung vor allem die kurzzeitigen, starken Nadelstörimpulse, die durch die sonst üblichen und hier ebenfalls vorhandenen Anordnungen (siehe Bild 1) zur Amplitudenbegrenzung nicht immer völlig ausreichend unterdrückt werden.
Beide hier beschriebenen Störbefreiungsmaßnahmen, die übrigens patentrechtlich geschützt sind, bewirken eine so beachtliche Qualitätsverbesserung des UKW-Empfangs, daß der Aufwand von zwei Germaniumdioden voll gerechtfertigt erscheint. Mit Vakuumdioden wäre die gleiche Wirkung nicht zu erzielen gewesen. Im Falle der Diode 1 nutzt man die relativ sehr starke Änderung des differentiellen Widerstandes von Germaniumdioden in der Nähe des Nullpunktes aus, die bei Vakuumdioden infolge des Anlaufstromes nicht vorhanden ist, und das Schaltungsprinzip zur Störspitzenabschneidung (Diode 2) ist überhaupt erst mit Halbleiterdioden zu realisieren, weil man nur bei ihnen das Hochfrequenz- und Gleichspannungspotential beider Elektroden frei wählen kann.
Eine vom technisch-wirtschaftlichen Standpunkt schließlich nicht zu unterschätzende Besonderheit der Schaltung ist darin zu sehen, daß hier in einem Gerät die in statischer und dynamischer Hinsicht besonders hochwertige Diode 2 mit der vom Standpunkt des Herstellers weit weniger kritischen Diode 1 zusammen verwendet wird. *Elektronus*



MAX PLANCK

Max Planck, dessen Todestag sich am 4. Oktober zum 10. Male jährt, wurde am 23. 4. 1858 in Kiel geboren. Er studierte von 1875 bis 1877 an der Universität München, ging dann nach Berlin, kehrte 1879 mit einer Doktorarbeit über thermodynamische Probleme an die Universität München zurück, promovierte dort 1879 und habilitierte sich dort 1880 mit seiner Arbeit über „Gleichgewichtszustände isotoper Körper". 1885 wurde er Professor für Physik in Kiel, 1897 Nachfolger Kirchhoffs in Berlin, wo er das Institut für theoretische Physik leitete und 1897 seine „Vorlesungen über Thermodynamik" veröffentlichte. Von 1892 bis 1927 war er Ordinarius. Er trat mit Helmholtz in nähere Verbindung, gab ein „Lehrbuch der Thermodynamik" heraus (das 1930 in 9. Auflage erschien), befaßte sich mit der Thermodynamik der Wärmestrahlen und übernahm 1894 nach Helmholtz' Tod dessen Lehrstuhl in der Akademie der Wissenschaften, 1900 begründete er seine berühmte Quantentheorie und hielt am 10. 10. 1900 in der Physikalischen Gesellschaft in Berlin einen grundlegenden Vortrag über sein Strahlungsgesetz und am 14. 12. 1900 einen weiteren über das elementare Wirkungsquantum als neue Naturkonstante, den er als seine „Quantentheorie" veröffentlichte, die auf der Erkenntnis beruht, daß die Atome ihre Strahlungsenergie nicht stetig in jeder beliebigen Größe, sondern immer nur stoßweise in bestimmten Quanten (Energieelementen) aussenden.
Mit dieser Erkenntnis war die Grundlage für alle Untersuchungen der Natur der Atome und der Atomkerne geschaffen. Die gesamte moderne Atomphysik und Kernphysik einschließlich der Technik der Erschließung der Atomenergie sind auf dem Werk Plancks aufgebaut. Hier ist weder Raum noch Möglichkeit, die Bedeutung der physikalischen Erkenntnisse Plancks in ihrem vollen Umfang darzustellen. Die Andeutung muß genügen, daß das berühmte, aus der Physik der Schwarzkörperstrahlung stammende Gesetz $E = h \cdot \nu$ auch für die Hochfrequenztechnik von grundlegender Bedeutung ist, nämlich überall dort, wo sie (wie z. B. in der Elektronenröhren- und Halbleitertheorie) auf die Atomphysik zurückgreifen muß.
Aber Max Planck war nicht nur Physiker. Berühmt geworden sind seine Vorträge, in denen er auf die allgemeine Bedeutung der Erkenntnisse der Spezialwissenschaften hinwies bzw. ihre Resultate verallgemeinerte. Dabei erwies er sich — trotz seiner persönlichen religiösen Einstellung — als ein Philosoph von materialistischer Grundhaltung. Er lehnte stets den positivistischen Standpunkt, daß ein Gegenstand nur ein Komplex von Sinnesempfindungen bzw. Meßwerten sei, entschieden ab und betonte, die Vernunft nötige uns, hinter der Sinnenwelt eine reale Welt anzunehmen, welche ein selbständiges, vom Menschen unabhängiges Dasein führe. Aufgabe des physikalischen Weltbildes sei es, die reale Welt möglichst vollständig zu erkennen und die Sinnenwelt möglichst einfach zu beschreiben. Scharf polemisierte er gegen das Prinzip des Indeterminismus, gegen die Aufgabe des Prinzips der Kausalität, die sich angeblich aus dem Heisenbergschen Gesetz der Unschärfe herleite. Er wies nach, daß gerade die Heisenbergsche Unschärferelation die Vorbedingungen für die Möglichkeit einer deterministischen Theorie der Elektronenbewegung schafft, vorausgesetzt, daß man nicht von der klassischen, sondern von der Wellenmechanik ausgeht. Der prinzipielle Indeterminismus, so formuliert er 1938, verschließe ohne zwingende Not von vornherein eine Pforte, die möglicherweise in ein Gebiet ganz neuartiger Erkenntnisse führen könnte.
1919 erhielt Planck für sein Strahlungsgesetz den Nobelpreis für Physik. Von 1916 bis 1930 veröffentlichte er seine fünfbändige „Einführung in die theoretische Physik". Nachdem er 1927 in den Ruhestand gegangen war, bekleidete er von 1930 an das Amt des Präsidenten der Kaiser-Wilhelm-Gesellschaft. 1937 zwangen die Nazis den großen deutschen Physiker, dieses Amt niederzulegen, nachdem sie zur Kenntnis nehmen mußten, daß er ihr unbeugsamer Gegner war. Er veranstaltete ihnen zum Trotz eine Feier zu Ehren des großen deutschen Chemikers jüdischer Herkunft Haber, der 1933 gestorben war. Er setzte sich unermüdlich für seine von dem Nazis verfolgten Freunde ein. So wurde Planck bald totgeschwiegen und verfemt; ja selbst seine Wissenschaft, die theoretische Physik, als „unnordisch und materialistisch" diffamiert. Zu seinem 80. Geburtstag 1938 fand sich als einziger behördlicher Vertreter — der französische Botschafter ein. Sein zweiter Sohn — sein erster war im ersten Weltkrieg gefallen —, Erwin Planck, wurde als Teilnehmer an den Ereignissen vom 20. 7. 1944 im Januar 1945 von den Nazis hingerichtet.
Nach dem zweiten Weltkrieg nahm Max Planck als erster und einziger deutscher Gelehrter an internationalen Kongressen teil. Trotz seines hohen Alters reiste er noch im Juli 1946 auf Einladung der Royal Society zur Newton-Feier nach London und hielt wenige Monate vor seinem Tode im Alter von 89 Jahren im Juni 1947 in Göttingen seinen letzten Vortrag.

Quellenangabe:

Dipl.-Ing. Schulze-Manitius: Max Planck.

Max Planck: Das Weltbild der neuen Physik, Johann-Ambrosius-Barth-Verlag, Leipzig 1930.

Max Planck: Determinismus oder Indeterminismus? Johann-Ambrosius-Barth-Verlag, Leipzig 1952.

Schäffer: Max Planck, der Physiker und Antifaschist, Freie Tribüne, London, Februar 1946.

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Mit der Kobaltstrahlenbehandlung** wird ab Oktober in der medizinischen Akademie Dresden begonnen. Die hierzu erforderliche Kobaltkanone hat das Institut aus der Sowjetunion erhalten. Gegenwärtig werden die baulichen Vorbereitungen für die Aufstellung der Kanone getroffen.

▼ **Ein Analog-Rechenzentrum,** das erste seiner Art in Europa, wurde am 15. 7. d. J. in Brüssel eröffnet. Leiter des Institutes ist Dr. Bernard Murphy. Der Analogrechner „Pace 96" von Electronics Associates Inc. entspricht dem neuesten Stand der Technik. Weitere Analog-Rechenzentren bestehen in Princetown (New Jersey) und Los Angeles.

▼ **Ein zweites transatlantisches Fernsprechkabel,** das zwischen Neufundland und Nordwestfrankreich verlegt werden soll, wurde nach einem Abkommen in Paris im Juli d. J. mit westdeutscher Beteiligung geplant. Danach soll diese zweite Strecke mit ebenfalls 36 Fernsprechkanälen, wobei 13 Sprechkreise für Verbindungen zwischen den USA und Westdeutschland reserviert sind, bereits Ende 1959 in Betrieb genommen werden.

Statistik der Hörrundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand per 31. 7. 1957 nach Angaben des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen:

Bezirk	Hörrundfunkteilnehmer (in Tausend)
Rostock	217,9
Schwerin	168,3
Neubrandenburg	164,2
Potsdam	328,4
Frankfurt/Oder	184,8
Cottbus	218,2
Magdeburg	396,5
Halle/Saale	582,3
Erfurt	341,7
Gera	219,4
Suhl	139,4
Dresden	608,0
Leipzig	498,2
Karl-Marx-Stadt	687,1
Berlin	415,3
	5 169,7

Bezirk	Fernsehteilnehmer
Rostock	2 600
Schwerin	1 577
Neubrandenburg	1 350
Potsdam	20 261
Frankfurt/Oder	4 122
Cottbus	1 900
Magdeburg	9 300
Halle/Saale	8 100
Erfurt	11 700
Gera	2 200
Suhl	3 500
Dresden	10 800
Leipzig	8 126
Karl-Marx-Stadt	14 317
Berlin	15 612
	115 465

Vom Fernsehen aus aller Welt

Mit 16 Relaisstellen

wird die schwedische Fernsehrichtfunkverbindung Stockholm-Norrköping-Göteborg-Malmö ausgerüstet. Sie soll im 4000-MHz-Bereich arbeiten und bis Mitte 1958 zur Übertragung der Fußballweltmeisterschaften auf das Eurovisionsnetz in Betrieb genommen werden.

Richtfunkstrecken im 8000-MHz-Bereich

nach dem Prinzip der troposphärischen Streustrahlübertragung wurden von Philco, USA, für experimentelle Zwecke errichtet. Die überbrückte Entfernung soll 300 km betragen.

Fernsehen in Polen

Ein offizielles Programm strahlen zur Zeit die drei Fernsehsender Warschau, Lodz und Poznan aus. Der im Bau befindliche Sender Katowice, der nach Meldungen der „Radioschau" Nr. 7 (1957) im Band III, Kanal 8, arbeiten soll, wird von der englischen Firma Marconi errichtet. Technisch interessant ist bei diesem Sender die erstmalig in Europa angewandte Technik der strahlungsmäßigen Parallelschaltung zweier Antennensysteme — hier übereinander angeordnete Mehretagensysteme — mit einem Leistungsgewinn von etwa je 14. Durch diese Maßnahme kann die Bündelung der vertikalen Komponente verändert werden. Der Sender besteht aus zwei 7,5-kW-Einheiten, so daß mit nur einem Antennensystem eine Leistung von 100 kW abgestrahlt werden kann. Das Studio selbst wird mit zwei Kamerazügen vom Typ Mark III mit $4^1/_2$-Zoll-Orthikons der Firma Marconi ausgerüstet. Die Anlage wurde bereits im Hinblick auf die spätere Einführung des Farbfernsehens projektiert.

Die BBC

hat kürzlich ihren 17. Fernsehsender in Betrieb genommen. Er strahlt in Schottland, das damit zu 93% mit Fernsehen versorgt ist.

In Dänemark

gibt es bisher vier Fernsehsender, in Kopenhagen, Aarhus, Höjrup/Fünen und Rangstrup/Südjütland. Am 1. August d. J. waren 83 000 Fernseher angemeldet.

Erster Frequenzumsetzer in Österreich

Der auf der Sonnenwendsteinspitze aufgestellte erste Frequenzumsetzer Österreichs empfängt die vom Sender Kahlenberg im Band III, Kanal 5, ausgestrahlten Fernsehsendungen und versorgt nach Frequenzumsetzung auf Kanal 10 das Burgenland sowie einen Teil Niederösterreichs mit dem Wiener Fernsehprogramm. Es wird eine Anlage der italienischen Firma Magneti Marelli, Mailand, benutzt, mit der bereits über 50 italienische Frequenzumsetzerstationen ausgerüstet sind. Sie besteht aus einem hochwertigen Empfänger, dessen ZF durch mehrfache Überlagerung direkt in den gewünschten Kanal transponiert wird. Die gewonnene neue Trägerfrequenz von 210,25 MHz wird breitbandig verstärkt. Gesamtverstärkung von der Empfangsantenne bis zur Sendeantenne = 95 dB. Je nach Bedarf kann die in Zwillingsbauform hergestellte 5-W-Anlage direkt eingesetzt bzw. mit einer 50-W-Breitbandendstufe zusammengeschaltet werden. Auch das Nachschalten einer 250-W-Breitbandendstufe ist möglich. Die Anlage arbeitet vollautomatisch.

Entnommen aus „Radioschau" Nr. 7 (1957)

Fernsehbilder ohne sichtbare Rasterzeilen

Durch das von der Firma Westinghouse bekanntgegebene spot-wobble-Verfahren, nach dem der Elektronenstrahl etwa 15 Millionen mal in der Sekunde auf und ab bewegt wird, soll es möglich sein, die bekannten schwarzen Abtastzeilen auf dem Bildschirm zu unterdrücken. Das wird auch die Betrachtung größerer Schirmbilder aus kürzeren Entfernungen ermöglichen. Man erreicht die beschriebene Wirkung durch Aufteilen eines der Fokussierungsgitter der Bildröhre in zwei Hälften. Das gespaltene Gitter erfüllt seine normale Funktion, nämlich die Konzentrierung des Elektronenstrahles auf den Schirm, gleichzeitig wirken seine gespaltenen Hälften jedoch als Ablenkplatten, an die eine Vertikalwobbelspannung angelegt wird. Diese 15-MHz-Wobbelspannung wird durch eine in der Bildröhrenfassung untergebrachte Röhre erzeugt.

Schwierigkeiten, die bei früheren, vor allem in Großbritannien entwickelten spot-wobbel-Systemen auftraten, sollen mit dem neuen Verfahren vermieden werden. Das englische System, das Spulen auf dem Bildröhrenhals verwendete, verursachte Interferenzen, die zu Empfangsstörungen in verschiedenen Kanälen führten.

Radio Electronics, Juli 1957

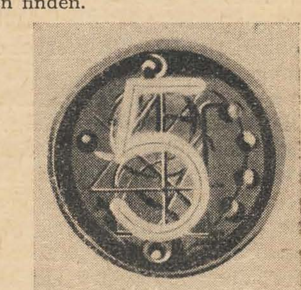
Versuche mit hochelastischem magnetostriktivem Werkstoff

In der „Nachrichtentechnik" Nr. 8 (1957) wird über Untersuchungen eines neuen magnetostriktiven Werkstoffes im Forschungsinstitut für metallische Spezialwerkstoffe, Dresden, berichtet. Es handelt sich um Mischkörper, bei denen ferromagnetische Teilchen in gummiartigen Massen eingelagert sind, die eine relativ große Längenänderung im Magnetfeld zeigen können. Die bisher größte Längenänderung wurde bei einem Dimensionsverhältnis p = 1 und einer äußeren Feldstärke von 1600 Oe mit $\lambda = 2750 \cdot 10^{-6}$ gemessen. Die Magnetostriktion kann bei der Einlagerung von Teilchen mit großem Entmagnetisierungsfaktor und bei relativ großem Verhältnis von Länge zu Durchmesser des Mischkörpers auch negative Werte annehmen. Die positive Längenänderung ist durch den äußeren Entmagnetisierungsfaktor bedingt. Die innere Entmagnetisierung hat eine Kontraktion zur Folge. Die Gesamtlängenänderung ist in der Hauptsache die Resultierende aus diesen beiden Längenänderungen. Die Mischkörper haben einen Elastizitätsmodul von 0,05 bis 5 kp $\cdot$ mm^{-2}, der Schwingungskoeffizient liegt je nach Härte des Prüfkörpers zwischen 0,5 und 5 kHz $\cdot$ cm. Es wird damit gerechnet, daß der neue Werkstoff für die Technik besondere Bedeutung gewinnen wird. Er kann für niedrige Frequenzen als magnetostriktiver Schwinger mit großer Amplitude verwendet werden. Besondere Beachtung sollte jedoch seine Erprobung in der Meß- und Regeltechnik zur Umwandlung mechanischer in elektrische Änderungen finden.

„Nixie"-Indikator Typ 6844

Eine billige vollelektronische Indikatorröhre wird vom Werk für Elektronenröhren der Burroughs Corporation in Massenproduktion hergestellt. Die Indikatorröhre bringt elektrische Impulse mit Hilfe kleiner Gasentladungsröhren, ähnlich kleinen Neonröhrchen, zur Anzeige. Die Röhre enthält alle Zeichen von null bis neun. Jedes Zeichen kann gewählt werden und wird dann auf einer normalen Bildscheibe sichtbar (siehe Bild). Dieser Nummernindikator kann durch Schaltröhren oder durch jede passende Spannungsquelle, die etwa $^1/_4$ W liefert, ausgelöst werden.

Radio Electronics, Juni 1957



Ansicht des „Nixie"-Indikators und Prinzipschaltung

6844

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9

15 kΩ

170 V

elektronischer Schalter, Relais, etc

RAFENA-Informationen für den Fernsehkundendienst

Die „Information" Nr. 5 vom August 1957 behandelt ausführlich die Probleme der UKW-Antennentechnik. An Hand von einfachen Darstellungen, Formeln und Diagrammen werden die Fragen aus Theorie und Praxis behandelt, wobei besonders auf die Antennenarten, ihre Verwendung und die Anpassung eingegangen wird. Weiterhin werden unter dem Titel „Unter anderem" Fehler beim Fernsehempfänger und deren mögliche Ursachen besprochen, die für jede Reparaturwerkstatt eine wertvolle Hilfe darstellen. Es ist zu wünschen, daß diese Spalte möglichst in jeder Informationsschrift fortgesetzt wird. Den Abschluß bildet eine Anleitung zur Beurteilung von Testbildern, wobei an Hand von verschiedenen Schirmbildern die Ursachen der Fehler, wie sie sich aus den HF-, ZF- und Videostufen ergeben, beschrieben werden.

Spezialschaltungen mit Transistoren

Verstärker für kleine Gleichströme und Gleichspannungen werden für viele Meßzwecke und für experimentelle Vorführungen im Unterricht an Stelle von hochempfindlichen Spiegelgalvanometern benötigt. Für den Betrieb dieser Verstärker sind stabilisierte Heiz- und Anodenspannungen notwendig, also verhältnismäßig komplizierte Netzgeräte, die beim Einsatz von Transistorverstärkern überflüssig werden. Bild 1 zeigt das Schaltbild für einen einfach aufgebauten und im Betrieb billigen zweistufigen Gegentakttransistorverstärker. Am Ausgang des Verstärkers

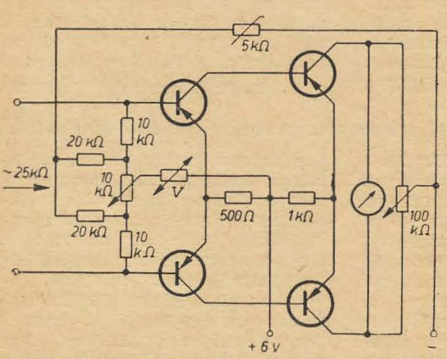


Bild 1: Gleichstromverstärker mit vier Transistoren OC 604

wird ein robustes und schnell anzeigendes Instrument angeschlossen. Der Verstärker mit vier Transistoren OC 604 (Telefunken), der sich ebenso mit anderen Transistortypen aufbauen läßt, kann in Verbindung mit dem angeschlossenen Meßinstrument (kleinster Meßbereich etwa 600 μV bzw. $24 \cdot 10^{-9}$ A bei Vollausschlag) als kleinsten Wert noch eine Spannung von etwa 20 μV bzw. einen Strom von $8 \cdot 10^{-4}$ μA je Skalenteil anzeigen. Die Meßunsicherheit infolge ungewollter Schwankungen der Transistorströme ist kleiner als 1 μV bei kurzzeitigen Messungen. Die Einlaufzeit des Verstärkers (bis die Nullpunktwanderung genügend klein geworden ist) beträgt etwa 15 Minuten. Zur Vermeidung des Einflusses äußerer Wärmeeinwirkungen sind alle vier Transistoren zusammen mit dem Temperaturausgleichswiderstand V in einen Topf mit Paraffin eingegossen.

Vielen Lesern werden aus der Anfangszeit des Rundfunks noch die Dreifachröhren der Firma Loewe bekannt sein. Neben drei Triodensystemen waren in einem Glaskolben sämtliche zum Aufbau eines Audionempfängers mit zweifacher RC-gekoppelter Niederfrequenzverstärkung erforderlichen Widerstände und Kondensatoren enthalten, so daß sich mit einer Einheit ein vollständiger Einkreis-Audionempfänger mit geringstem Aufwand herstellen ließ. In einem Sockel untergebrachte, sogenannte Verstärkerblöcke mit bis zu fünf Transistoren wurden von der Firma Dr.-Ing. Rudolf Rost, Hannover-Herrenhausen, entwickelt. Ein Spezialverstärkerblock mit fünf Stufen enthält sogar insgesamt sieben Transistoren verschiedener Typen. Das von der Firma Dr. Rost angebotene Transistorenprogramm umfaßt die Typen: GTV, NF-Transistoren für Anfangsstufen; GTE, Transistoren für die NF-Endverstärkung; den Leistungstransistor GTL (3 W Kollektorverlustleistung); den Typ GTA für Audionschaltungen und den Typ GTS für Oszillatoren mit einer oberen Grenzfrequenz von 200 kHz. Durch Kombination dieser verschiedenen Typen in Blocks lassen sich Einheiten mit sehr geringen äußeren Abmessungen für die verschiedensten Zwecke herstellen. Schließlich seien noch die Gleichstromverstärker-

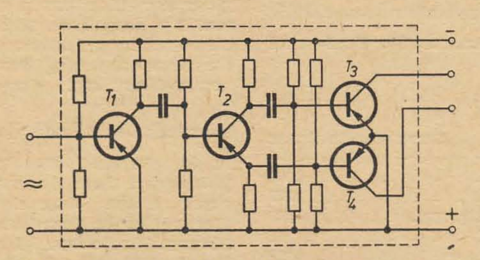


Bild 2: Transistorblock BT 4 mit vier Transistoren GTV und GTE (Dr. Rost, Hannover)

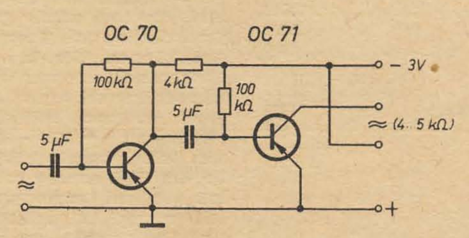


Bild 3: Einfacher zweistufiger Transistorverstärker

blocks erwähnt, in deren Eingang eine Fotozelle eingebaut und an deren Ausgang ein Relais bzw. ein Meßinstrument zur direkten Anzeige angeschlossen ist. Ein Schaltbeispiel für einen Verstärkerblock mit vier Transistoren zeigt Bild 2 (Typ BT 4 mit einer Transistorvorstufe, einer Phasenumkehrstufe und einer Gegentaktendstufe für 200 mW Ausgangsleistung).

Die wahrscheinlich einfachste bekannte Schaltung für einen zweistufigen Transistorverstärker ist im Bild 3 wiedergegeben. Diese von der englischen Firma Mullard angegebene Schaltung benötigt außer zwei Transistoren nur zwei 5-μF-Kondensatoren, zwei 100-kΩ-Widerstände und einen 4-kΩ-Widerstand. Zum Betrieb genügt eine 3-V-Batterie (zwei Monozellen). Dieser Verstärker eignet sich besonders gut als Mikrofonverstärker, der kleine Mikrofonsignale bis zur Kopfhörerlautstärke verstärkt. Der Strombedarf beträgt dabei nur etwa 3 mA. Wesentlich ist die Einsparung der sonst in Transistorschaltungen erforderlichen Heißleiterwiderstände. In der vorliegenden Schaltung übernehmen die beiden 100-kΩ-Widerstände die Aufgabe, den Arbeitspunkt der Transistoren zu stabilisieren.

Zum Aufspüren von elektrischen Störungen aller Art dient das Störsuchgerät von Philips (Bild 4) mit einer Germaniumdiode OA 70, drei Flächentransistoren OC 70 und einem Transistor OC 71. Wegen seiner geringen äußeren Abmessungen eignet sich das Gerät besonders zum Aufsuchen von elektrischen Störungen in Kraftfahrzeugen, wenn der eingebaute Autoempfänger durch die Zünd- oder Lichtanlage gestört ist. Um an der Zündkerze selbst prüfen zu können, ist der zugehörige Tastkopf mit einem gegen hohe Spannungen sicher isolierenden Gummihütchen versehen. Durch einen (nicht gezeichneten) Umschalter lassen sich mit dem Gerät Störspannungen in den Frequenzbereichen bis 1 MHz, bis 10 MHz und bis 100 MHz aufspüren. Als Stromquelle dient eine 1,5-V-Stabtaschenlampenbatterie.

Für Messungen im Labor werden häufig schnell betriebsbereite HF-Oszillatoren benötigt, die die sogenannten Standardfrequenzen liefern. Hierzu eignen sich besonders gut Transistorgeneratoren, die keine Anheizzeit erfordern und bei Beachtung einiger Vorsichtsmaßregeln sofort nach Einschalten auf der Sollfrequenz schwingen. In geeigneter Schaltung erzeugt der Generator nicht nur die Grundfrequenz, sondern auch zahlreiche Oberwellen, die einander im Abstand der Grundfrequenz folgen. Die prinzipielle Schaltung des Transistor-Standardfrequenzgenerators ist im Bild 5 wiedergegeben. Zwei auf die Grundfrequenz des Quarzes abgestimmte Kreise L_1, C_1 und L_3, C_4 liegen mit ihren heißen Enden am

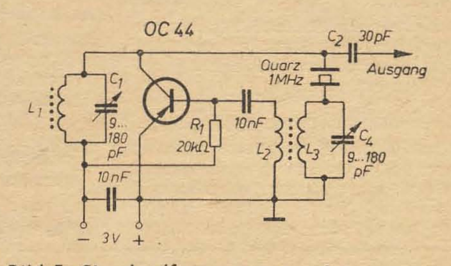


Bild 5: Standardfrequenzgenerator

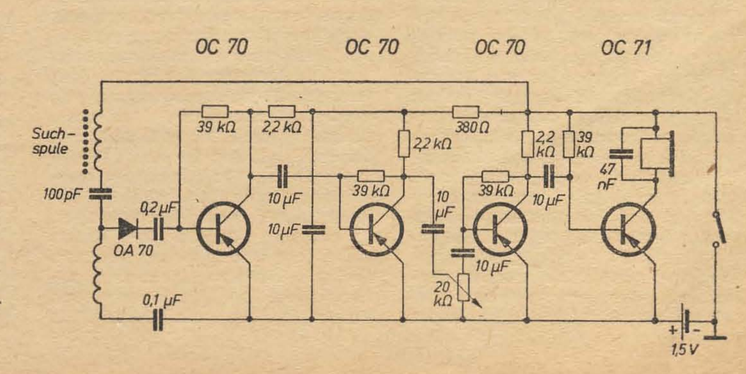


Bild 4: Transistorstörsuchgerät (Philips)

Kollektor des Transistors OC 44 (Valvo), wobei die Leitung zum zweiten Schwingkreis L_3, C_4 über den Quarz führt; dieser Weg bildet in der Schaltung den Rückkopplungsweg über L_2, da L_2 auf den Block des Transistors koppelt. Je nach der gewählten Betriebsspannung ändert sich der Wert des Blockwiderstandes R_1 (bei 3 V Batteriespannung $R_1 = 20$ kΩ). Die Rückkopplungsspule L_2 soll etwa sieben Windungen erhalten. Zum Abgleich wird ein mA-Meter mit einem Meß-

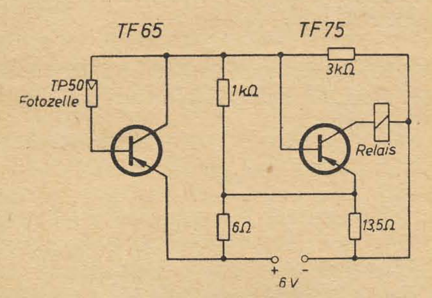


Bild 6: Zweistufiger Transistorgleichstromverstärker für eine Fotozelle (Siemens)

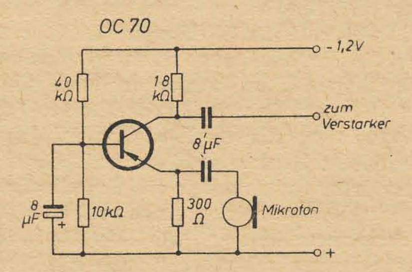


Bild 7: Einstufiger Verstärker für ein Tauchspulenmikrofon (Valvo)

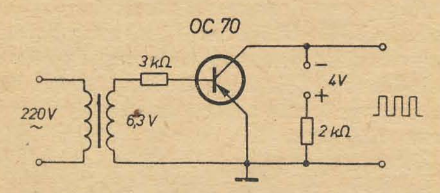


Bild 8: Eichspannungsgenerator für Spannungsmessungen mit dem Oszillografen (Valvo)

bereich von 0 bis 10 mA mit der Batterie in Reihe geschaltet. Die Kerne der Spulen L_1 und L_3 und die Kondensatoren C_1 und C_4 sind so lange zu verstellen, bis das Instrument die geringste Stromaufnahme anzeigt.

Eine interessante Steuer- und Regelschaltung mit einer Fotodiode wird von Siemens angegeben (Bild 6). Der nachfolgende Zweistufentransistorverstärker ist mit den Siemens-Transistoren TF 65 und TF 75 bestückt. Bei 20 μA Fotostrom und etwa 100facher Stromverstärkung in beiden Stufen erhält man am Ausgang einen Strom von etwa 2 mA, der zum sicheren Betätigen eines empfindlichen Relais ausreicht.

Bild 7 gibt das Schaltbild eines einstufigen Transistorverstärkers für ein Tauchspulenmikrofon von Valvo an. Der Verstärker ist zum direkten Anbau an das Mikrofon geeignet und erfordert nur 1,2 V Betriebsspannung bei 1 bis 2 mA Stromverbrauch. Das sehr niederohmige Mikrofon ist direkt in die Emitterleitung des Transistors OC 70 (Valvo) geschaltet.

Die Leistungsverstärkung in dieser Schaltung ist etwa 35 dB.

Sollen mit einem Oszillografen Spannungen vergleichsweise gemessen werden, so muß eine bekannte Spannung zum Eichen des Oszillografen zur Verfügung stehen. Eine brauchbare Kurvenform der Vergleichsspannung ist der Mäander. Mit der Schaltung nach Bild 8 läßt sich eine solche Spannung auf einfachste Weise erzeugen. Die Amplituden der aus dem Netz über einen Trafo abgeleiteten Wechselspan-

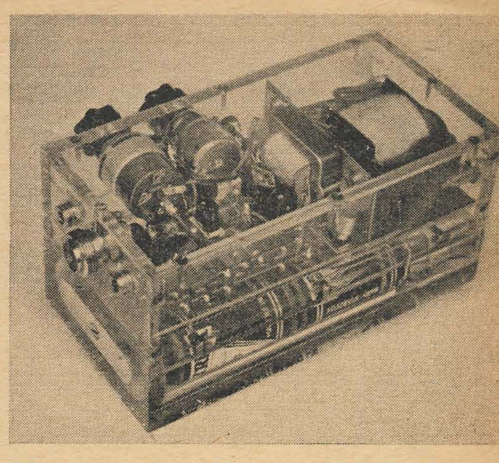


Bild 10: Ansicht des Verstärkers nach der Schaltung Bild 9 ▶

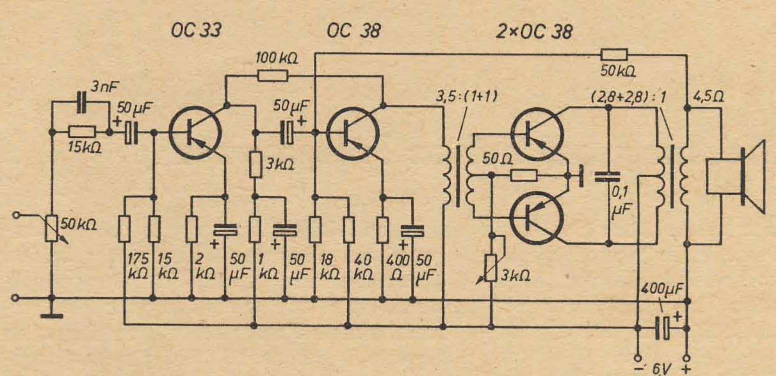


Bild 9: Schaltung des 4-Transistorenverstärkers für Gegensprechanlagen (Intermetall)

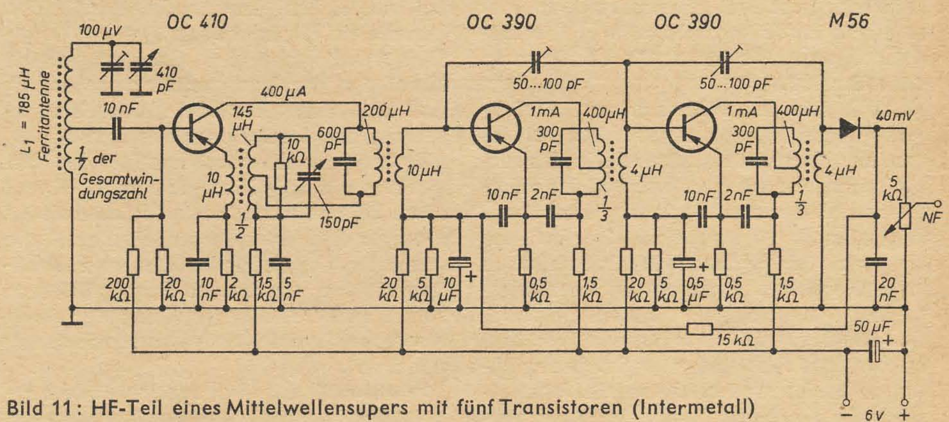


Bild 11: HF-Teil eines Mittelwellensupers mit fünf Transistoren (Intermetall)

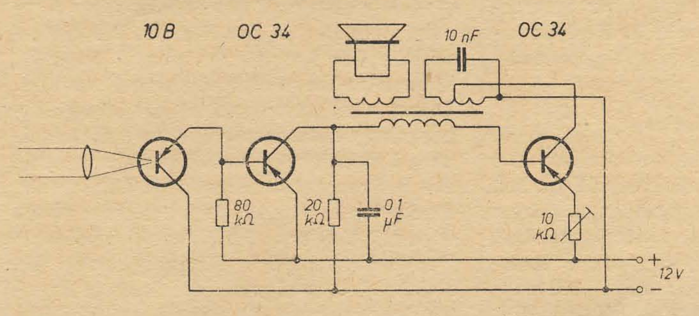


Bild13: Lichtschranke mit dem Fototransistor 10 B (Intermetall)

nung (etwa 6,3 V) werden durch den Transistor OC 70 als Schalter auf den Wert der Batteriespannung (≈ 4 V) sehr genau begrenzt. Es entsteht eine exakt definierte Rechteckspannung der Netzfrequenz 50 Hz, deren Amplitudenkonstanz lediglich von der Spannungskonstanz der benutzten Batterie abhängt, weshalb für diesen Zweck Quecksilberelemente empfohlen werden. Da praktisch über den Transistor kein Strom fließt, wenn der Netztransformator abgeschaltet ist, erübrigt sich ein besonderer Schalter in der Batterieleitung.

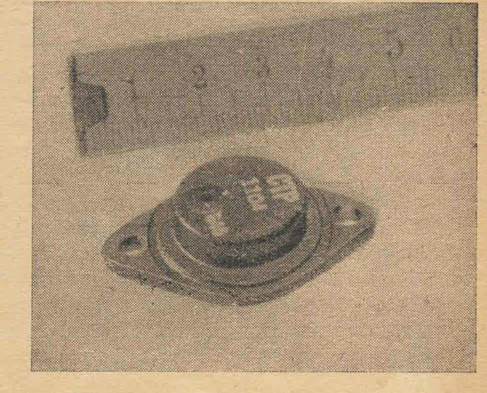


Bild 12: Leistungstransistor CTP 1104 (Intermetall)

In Gegensprechanlagen der Bundespost und der Bundesbahn werden von der Intermetall entwickelte Transistorverstärker eingesetzt. Bild 9 zeigt die Schaltung und Bild 10 eine Außenansicht eines 250-mW-Verstärkers. Das Interessante an dieser Verstärkerschaltung ist das Fehlen der in üblichen Transistorschaltungen notwendigen NTC-Widerstände bzw. Heißleiter. Die Stabilisierung aller Stufen erfolgt ausschließlich durch gewöhnliche Widerstände in Spannungsteilerschaltungen.

Die Schaltung des HF-Teiles eines einfachen Mittelwellensupers mit insgesamt nur fünf Transistoren und einer Diode ist im Bild 11 wiedergegeben. Als Endstufe (nicht gezeichnet) wird hierbei der neue Leistungstransistor CTP 1104 von Intermetall verwendet (Bild 12). Dieser pnp-Transistor hat eine Leistungsverstärkung von 23 dB und eine maximale Verlustleistung von 15 W. Er kann mit einer Kollektorspannung bis zu 40 V betrieben werden, während der maximale Kollektorstrom (bei entsprechend erniedrigter Spannung) 3 A beträgt. — Der Empfänger ist in der Misch- und Oszillatorstufe mit dem HF-Transistor OC 410 (Grenzfrequenz in Blockbasisschaltung 12 MHz, in Emitterbasisschaltung etwa 500 kHz) und im zweistufigen ZF-Verstärker mit 2 × OC 390 (Grenzfrequenz 4,5 MHz) ausgerüstet. Als Demodulator dient die Intermetall-Germaniumdiode M 56. Bei 100 μV an der Ferritantenne stehen hinter dem Demodulator etwa 40 mV NF-Spannung zur Verfügung.

Eine mit dem Intermetall-Fototransistor Typ 10 B ausgerüstete Lichtschranke zeigt Bild 13. Die im Fototransistor durch Lichteinstrahlung hervorgerufene Stromänderung bringt den mit einem Transistor OC 34 bestückten Oszillator zum Schwingen. Die erzeugte Tonfrequenz wird in einem zweiten Transistor OC 34 verstärkt und im Lautsprecher hörbar gemacht.

Nach Informationen der Firmen Intermetall, Dr. Rost, Siemens, Telefunken und Valvo

Phasenmessung bei hohen Frequenzen

Die im folgenden beschriebene Schaltung gestattet die Messung der Zeitverzögerung oder des Phasenwinkels zweier Sinusschwingungen im Frequenzbereich zwischen 10 kHz und 20 MHz nach der Vergleichsmethode mit einer Genauigkeit von ± 0,1° oder 1% der Skalenablesung. Röhrenunterschiede, Rauschen oder Harmonische des Eingangssignals bleiben bei einer Messung bis $5 \cdot 10^{-10}$ s Verzögerung ohne Einfluß.

Ähnlich wie beim Messen von Gleichspannungen Vergleichsmethoden, bei denen ein Normalelement und ein Linearpotentiometer benutzt werden, im allgemeinen viel genauer als ein direkt anzeigendes Voltmeter sind, ist bei der Messung des Phasenwinkels zwischen zwei Wechselspannungen die Vergleichsmethode genauer als die direkt anzeigende. Das hier beschriebene Phasenmeßgerät ist im wesentlichen eine Vergleichseinrichtung, bei der eine stetig regelbare Laufzeitkette als Normalphasenschieber verwendet wird. Ein empfindlicher symmetrischer Phasendetektor zeigt die Phasendifferenz der beiden Eingangssignale an.

Wirkungsweise der Schaltung

Eine stetig regelbare Laufzeitkette wirkt wie ein zusammengedrücktes HF-Kabel, dessen einer Leiter als eine lange, dünne Spule um den anderen Leiter gewickelt wird. Hierdurch wird eine große Zeitverzögerung erreicht, während die Dämpfung bei hohen Frequenzen niedrig bleibt. Mit Hilfe eines an der Laufzeitkette angebrachten Schleifers kann die Leitung vom Anfang bis zum Ende kontinuierlich abgetastet und die Zeitverzögerung zwischen der Ausgangs- und Eingangsklemme von Null bis zur max. Verzögerung der gesamten Leitung variiert werden. An einer Skala ist die Verzögerung direkt ablesbar. Die Phasenverzögerung in Grad ergibt sich aus der Multiplikation der Frequenz des Signals mit $360 \cdot \varphi$ in Grad $= 360 \cdot f \cdot \tau$.

Ein symmetrischer Phasendetektor ist ein Sonderfall eines Spitzengleichrichters, dessen Gleichspannungspotential am Ausgang der Vektorendifferenz der beiden Wechselspannungen am Eingang proportional ist. Sind die am Eingang des symmetrischen Phasendetektors liegenden Signale in Phase, so wird die Ausgangsspannung bei gleichen Amplituden Null, bei ungleichen Amplituden der beiden Signale ein Minimum sein.

Die Arbeitsweise des Gerätes soll an Hand der Schaltung erklärt werden. E_1 und E_2 werden über zwei kleine Kondensatoren angelegt. Das Potentiometer R_1 bildet mit der Eingangskapazität des Verstärkers ein RC-Glied, das im E_1-Kanal einen kleinen nacheilenden Phasenwinkel erzeugt. Dies ist erforderlich, damit die durch Leitungsinduktivitäten und Streukapazitäten verursachte Phasendifferenz schon an der Anfangsstellung der stetig regelbaren Laufzeitkette kompensiert werden kann.

Der abgestimmte Differenzverstärker erhöht die Empfindlichkeit und vermindert die Einflüsse des Rauschens und der Harmonischen der beiden Signale. Die Unterschiede der Amplituden von E_1 und E_2 können im Verstärker ausgeregelt werden. Zuerst wird das Signal E_1 an beide Eingangskondensatoren gelegt und die regelbare Laufzeitkette auf Minimalausschlag des Instrumentes eingestellt. Der an der Skala der Laufzeitkette abgelesene Wert wird mit t_1 oder φ_1 bezeichnet. An diesem Punkt haben beide Eingangskanäle die gleiche Zeitverzögerung. Durch getrenntes Anlegen von E_1 und E_2 an die Eingangsklemmen wird die Laufzeitkette jeweils so eingestellt, daß das Gleichspannungsinstrument ein Minimum oder Null anzeigt. Dabei wird die Skalenanzeige an der Laufzeitkette mit t_2 oder φ_2 bezeichnet. Der unbekannte Phasenwinkel ergibt sich aus $\varphi_2 - \varphi_1$ in Grad oder aus $t_2 - t_1$ in μs.

Beschreibung der Schaltung

Die Röhre $Rö_2$ ist als Verstärker zur Speisung der regelbaren Laufzeitkette geschaltet. Der Verstärker $Rö_1$ ist der Eingangsverstärker für den E_1-Kanal. Das Potentiometer R_1 und die Eingangskapazität von $Rö_1$ bewirken einen nacheilenden Phasenwinkel im E_1-Kanal. Mit R_1 werden die durch Leitungsinduktivitäten und Streukapazitäten hervorgerufenen Phasenunterschiede zwischen den beiden Eingängen ausgeglichen. Die Röhren $Rö_3$ und $Rö_4$ bilden einen abgestimmten Differenzverstärker, in dem nur ein Schwingkreis zwischen den beiden Anoden liegt. Die Phasenverschiebung bei Verstimmung des Schwingkreises wirkt sich nicht auf das Anzeigeinstrument aus. Der Schalter S_1 dient zum Einschalten der verschiedenen Frequenzbänder, der Drehkondensator C_1 ist zur Abstimmung vorgesehen. Ist die Amplitude von E_1 höher als die von E_2, können die Amplituden der Ausgangssignale an den Anoden der Röhren $Rö_3$ und $Rö_4$ durch Ändern der Gittervorspannung und der Schirmgitterspannung von $Rö_3$ durch die Potentiometer R_2 und R_3 auf etwa gleiche Höhe eingestellt werden. Mit dem Potentiometer R_2 erfolgt die Grobregelung und mit R_3 die Feinregelung. Die Diode D_1 ist als symmetrischer Phasendetektor geschaltet. Die Doppeltriode $Rö_5$ bildet einen Gleichspannungsverstärker. R_4 dient zur Nulleinstellung des Anzeigeinstrumentes, das in den Ausgang von $Rö_5$ geschaltet ist.

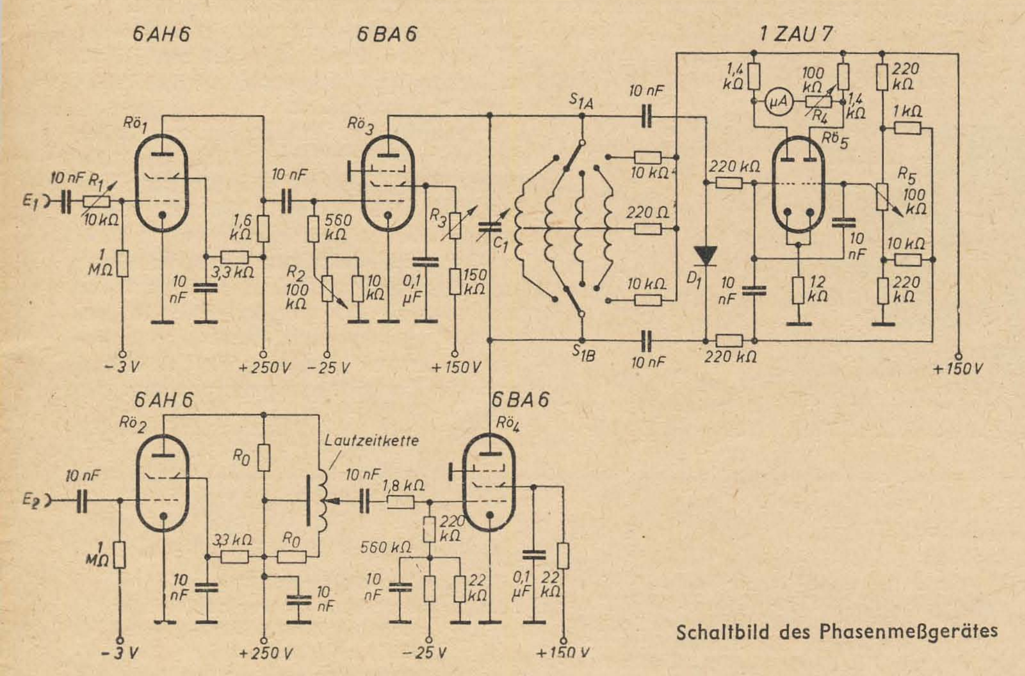
Zur Spannungsversorgung werden 300 V (250 V) ungeregelte und 150 V geregelte Spannung benötigt.

Die regelbare Laufzeitkette besteht aus einem Ring, dessen Oberfläche teilweise mit Kupfer überzogen ist. Um den Ring ist eine Wicklung mit Formex-Magnetdraht wie bei einer Ringspule angebracht. Die Maße der Spule und die Windungszahl sind sehr kritisch, um die erforderliche Linearität und eine genaue Laufzeit zu erhalten. Die Verzögerung der Leitung kann auf folgende Weise genau gemessen werden.

1. Ein Signal, dessen Schwingungsdauer $T = \frac{1}{f}$ kürzer ist als die gesamte Ver-

zögerung der Laufzeitkette, wird an E_1 und E_2 gelegt.

2. Das Anzeigeinstrument ist in der Anfangsstellung der Laufzeitkette auf Minimalausschlag eingeregelt. Der abgelesene Wert wird notiert und mit t_1 bezeichnet.
3. Ein zweites Minimum wird in der Mitte oder am Ende der Laufzeitkette eingestellt und der entsprechende Skalenwert mit t_2 bezeichnet. Ein Korrekturfaktor C der Skala der Laufzeitkette ergibt sich aus $C = \frac{T}{t_2 - t_1}$, C wird = 1 bei richtiger Eichung der Laufzeitkette.



Schaltbild des Phasenmeßgerätes

Eine andere Methode zur Bestimmung der Verzögerung ist folgende: Die Anschlußklemme von E_1 wird mit Masse verbunden, der Endanschluß der Laufzeitkette kurzgeschlossen und an den Eingang E_2 ein Signal mit der Frequenz f_a gelegt. Jetzt wird der Schleifer der Laufzeitkette langsam vom Endpunkt zum Anfangspunkt gedreht, bis am Anzeigeinstrument ein Maximum erscheint. Der in dieser Stellung abgelesene Skalenwert wird mit t_a bezeichnet. Die Signalfrequenz wird nun auf f_b erhöht und die Laufzeitkette neu eingestellt, bis der Ausschlag des Instrumentes wieder ein Maximum erreicht. Der jetzt abgelesene Wert an der Skala der Laufzeitkette wird mit t_b bezeichnet. Ein Korrekturfaktor C kann bestimmt werden aus

$$C = \frac{1}{4\,(t_b - t_a)} \cdot \left(\frac{1}{f_a} - \frac{1}{f_b}\right).$$

Die beiden Widerstände R_0 müssen die Größe des Wellenwiderstandes der Leitung haben. Wenn das nicht der Fall ist, bilden sich stehende Wellen auf der Leitung, die die Genauigkeit beeinträchtigen. Der Wert von R_0 kann bestimmt werden, indem ein Sinussignal an die Anschlußklemme von E_2 gelegt und der Abgriff der Laufzeitkette verstellt wird. Wenn die Leitung richtig abgeschlossen ist, wird kein Maximum oder Minimum am Anzeigeinstrument erscheinen. R_0 ist zu groß, wenn die Anzeige beim Verschieben des Abgriffs der Laufzeitkette vom Endanschlag an stark abfällt. Bei starkem Ansteigen der Anzeige ist R_0 zu klein.

Empfindlichkeit

Die maximale Empfindlichkeit des Gerätes bei Vollausschlag beträgt 0,01 V_{eff}. Da die Wirkungsweise des Phasendetektors auf der Messung der Vektorendifferenz der beiden Eingangssignale beruht, kann die Anzeige durch die absolute Amplitude eines Signals z. B. von E_2 und dem Phasenwinkel φ_1 ausgedrückt werden, wenn die Amplituden der beiden Signale gleich groß sind.

$$\text{Instrumentenanzeige} = 2\,E_2 \cdot \sin\frac{\varphi}{2}\,.$$

Um ein genügend ausgeprägtes Minimum zu erhalten, kann durch obigen Ausdruck die notwendige Amplitude des Eingangssignals ermittelt werden. Die Ergebnisse sind aus der obenstehenden Tabelle zu ersehen. Die erforderlichen Amplituden der Eingangssignale müssen bei kleiner werdendem Phasenwinkel größer werden. Bei einem Eingangssignal von 0,5 V und einem Phasenwinkel von 0,1° zeigt das Instrument etwa 0,00087 V an, d. h., der Zeigerausschlag beträgt unter diesen Bedingungen 9 % des Vollausschlages. Daher werden 0,5 V als minimale Eingangsspannung zur Feststellung von 0,1° bei 9 % des Vollausschlages empfohlen.

Eine gute Minimumanzeige bei der Messung hängt nicht nur von der Amplitude, sondern auch von der Frequenz des Eingangssignals ab. Daher ist es ratsam, die Beziehungen zwischen Signalfrequenz und Einstellung der Laufzeitkette zu untersuchen. Bei einer kontinuierlich regelbaren Laufzeitkette von 0 bis 0,25 µs wird das Anzeigeinstrument beim Drehen des Skalenknopfes der Laufzeitkette Vollausschlag haben, wenn E_2 0,01 V bei 2 MHz beträgt. Das findet man durch Einsetzen

Tabelle

Erforderliche Eingangsamplituden für Vollausschlag

Eingangsamplitude in V	Phasenwinkel in Grad
0,01	180
0,014	90
0,02	60
0,115	10
0,286	4
1,15	1
2,3	0,5

in den Ausdruck $\varphi = 360 \cdot f \cdot \tau$ (2 MHz $\cdot$ 0,25 µs $\cdot$ 360 = 180°).

Vollausschlag gibt es auch bei $E_2 = 0{,}115$ V bei 111 kHz. Wie man erkennt, wird die Minimumanzeige bei niederen Signalfrequenzen schlechter. Aus diesem Grunde ist es günstig, bei niederfrequenten Signalen längere Laufzeitketten zu verwenden. Eine in Stufen von 0,05 µs regelbare Laufzeitkette von 5 µs in Serie mit der kontinuierlich regelbaren Laufzeitkette wurde gebaut und ausprobiert. Die Ergebnisse waren noch unter 10 kHz befriedigend.

Ein Vorteil des Gerätes liegt darin, daß Streukapazitäten und Induktivitäten der Eingangsleitung und sonstiger Schaltelemente die Genauigkeit der Messung nicht beeinflussen. Weiter ist die Genauigkeit vollkommen unabhängig von Röhrenschwankungen und anderen Schaltungsschwankungen, da das Gerät ausschließlich auf dem Vergleichsprinzip arbeitet. Da eine kontinuierlich regelbare Laufzeitkette als phasenschiebendes Element dient, kann das Gerät zur Messung sehr kleiner Verzögerungen und Phasenwinkel in Sendenetzen mit hohen Frequenzen verwendet werden. Die Genauigkeit der nach diesem Prinzip gebauten Geräte war immer besser als ± 0,1° oder ± 1 % der Verzögerung.

Die Laufzeit der hier beschriebenen Ausführung beträgt 0,05 µs. Die noch ablesbare Zeit liegt bei $5 \cdot 10^{-10}$ s. Der kleinste Phasenwinkel in Grad, der noch ablesbar ist, liegt etwa bei $5 \cdot 10^{-10} \cdot 360 \cdot f$ (Hz). Der praktisch zu verwendende Frequenzbereich liegt zwischen 10 kHz und 20 MHz.

Nach Electronics, Januar 1956

Durchsichtige Phosphore für Bildröhrenschirme

Wie Radio-Electronics berichtet, wurden im Marineforschungslabor der USA Versuche mit durchsichtigen Phosphoren für die Schirme von Katodenstrahlröhren nach einer von dem Physiker Dr. Charles Feldman entwickelten Methode angestellt. Während eine sofortige Anwendung dieser neuen Methode für die Fertigung von Fernsehbildröhren wegen des recht beachtlichen Kostenaufwandes kaum in Frage kommen dürfte, verspricht man sich von ihr jedoch viel für die Zukunft sowohl des Schwarz-Weiß- als auch des Farbfernsehens.

Zum Aufbringen eines Phosphorüberzuges auf einen Bildschirm muß die Substanz nach der Feldman-Methode zunächst im Vakuum verdampfen. Sie zersetzt sich und schlägt an der erhitzten Glasoberfläche nieder, die dann in einer geeigneten Atmosphäre nochmals erhitzt und gebrannt wird. In diesem Prozeß bildet sich ein Phosphor mit einer ausgezeichneten Kristallstruktur, wie sie für eine gute Lumineszenz erforderlich ist. Für Farbfernsehröhren wären drei Schichten verschiedener Phosphorverbindungen auf dem Schirm erforderlich.

KURT ANGERMANN

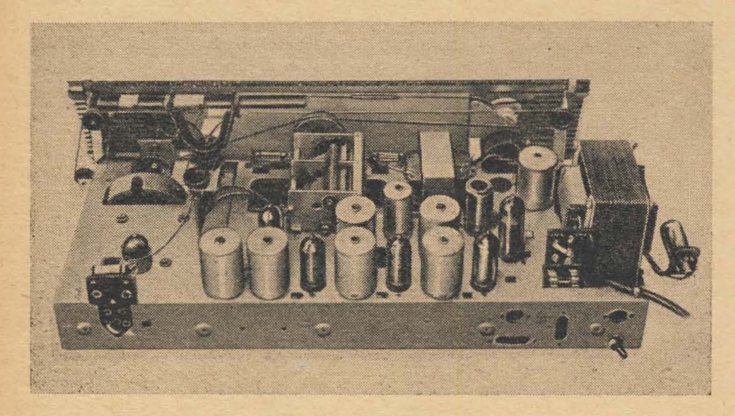
8/11-Kreis-Mittelsuper „Olympia 571 W"

Das Gerät „Olympia 571 W" vom Sachsenwerk Dresden-Niedersedlitz ist ein 8/11-Kreis-Mittelsuper. Der AM-Eingang wurde mit normaler Stromkopplung aufgebaut. Die Röhre ECH 81 dient als Oszillator- und Mischröhre und führt die Zwischenfrequenz einem zweistufigen Verstärker, zweimal EF 89, zu, dessen sechs Kreise so ausgelegt sind, daß auch bei hoher Selektion eine gute Bandbreite erzielt wird. Außerdem gestattet der zweistufige Verstärker verhältnismäßig große Kreiskapazitäten, die einen stabilen, symmetrischen ZF-Durchgang bieten. Beide Verstärkerröhren sowie die Mischröhre werden automatisch geregelt. Die ZF wird mit einer Diode der EABC 80 gleichgerichtet.

Die FM-Eingangsspannung gelangt zur UHF-Vorverstärkung an eine Triode der Doppelröhre ECC 85 in Gitterbasisschaltung mit abstimmbarem Anodenkreis. Die Abstimmung dieses Kreises und des Oszillators besorgt ein kleiner Doppeldrehkondensator. Die Oszillatorspannung wird durch die zweite Triode erzeugt, die gleichzeitig als Mischröhre dient, wobei das vorverstärkte Eingangssignal in Brückenschaltung zum Gitter gelangt. Der gesamte FM-Eingangsteil ist in einem besonderen Baustein in einer gezogenen Kappe unter dem Chassis montiert und zeigt nur geringste Störstrahlungen.

Die Zwischenfrequenz wird danach in der ECH 81 und den beiden Röhren EF 89 weiterverstärkt, begrenzt und im Ratiodetektor demoduliert.

Der gemeinsame Tonfrequenzverstärker besitzt zwei Vorröhren, EC 92 und die Triode der EABC 80, und als Endröhre die EL 84. Die doppelte Vorstufe wurde gewählt, um bei kräftiger Gegenkopplung genügend NF-Verstärkung zur Verfügung zu haben, und außerdem erleichtert der niederohmige Ausgang der ersten Röhre, EC 92, den Anschluß eines Fernbedienungsteiles, mit dem man die Lautstärke und die Klangfarbe regulieren kann. Die



Chassisansicht des „Olympia 571 W"

Fortsetzung auf Seite 608

Fortsetzung von Seite 589 **Leipziger Herbstmesse 1957**

▼ RÖHREN UND BAUELEMENTE

Im Städtischen Kaufhaus war auch die Röhren- und Bauelementeindustrie mit einer begrenzten Übersichtsschau vertreten. So ließen die vom WBN TELTOW gezeigten Exponate aus der Halbleitertechnik erkennen, daß die Entwicklungsarbeit auf diesem Gebiet, auf dem wir ja noch einiges nachzuholen haben, zügig vorangeht. Neben den bekannten, listenmäßig erfaßten Transistoren waren die Entwicklungsmuster von zwei pnp-100-mW-Endtransistoren zu sehen, weiter fünf Typen von Germanium-Miniaturflächengleichrichtern.

Die zum Entstörprogramm gehörenden Entstörstecker und Entstörmuffen des Ossietzky-Werkes werden jetzt ausschließlich mit den neuen Volumenwiderständen ausgerüstet, die den bisher für Entstörzwecke in Kraftfahrzeugen eingesetzten Drahtwiderständen weit überlegen sind. Entstörmittel mit Volumenwiderständen sind im letzten Quartal dieses Jahres begrenzt, ab Januar 1958 in vollem Umfang lieferbar.

Den bereits in verschiedenen Geräten eingebauten Kleintastenschalter (Schieberschalter) für Klangregister bzw. Tonbandgeräte stellte der VEB ELEKTROTECHNIK EISENACH vor. Auch ein Kleinstdrucktastenschalter mit drei Arbeits- und einer Austaste ist jetzt in die Fertigung übernommen worden.

Eine neuentwickelte Fassung für die DY 86 war beim VEB ELEKTRO- UND RADIOZUBEHÖR, Dorfhain, zu sehen. Die Hitzebeständigkeit wird mit 55° C angegeben. Es sind Versuche im Gange, um die Hitzebeständigkeit noch zu erhöhen.

Klamroth



Fassung für die DY 86

Bild rechts unten: Einige Typen aus dem Programm des VEB Röhrenwerk Anna Seghers, Neuhaus / Rennweg. Von links nach rechts:

AL 860, direkt geheizte Endpentode mit in der Mitte angezapftem Heizfaden für Spezialzwecke, ähnlich der RL 4,2 P 6

EM 83, Magische Waage für die Abstimmanzeige in FM-Empfängern

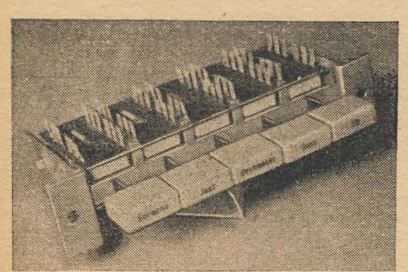
AC 761, entspricht der AC 701

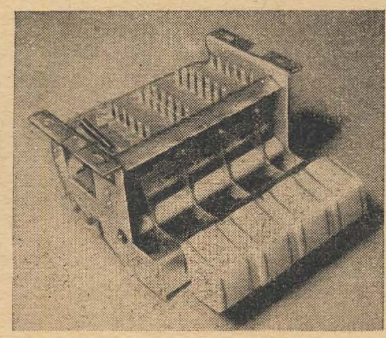
DM 70, Subminiatur-Abstimmanzeigeröhre (Magischer Strich) für $U_f = 1,4$ V, $I_f = 25$ mA. Die ebenfalls im Fertigungsprogramm von Neuhaus enthaltene DM 71 entspricht in ihren Daten völlig der DM 70, die Elektrodenzuführungen sind auf 5 mm gekürzt. Betriebsrichtwerte für Gleichstromheizung: $U_a = 85$ V, bei $U_g = 0$ V Leuchtstrichlänge = 10 mm, bei $U_g = -10$ V Leuchtstrichlänge = 0 mm. Betriebsrichtwerte für Wechselstromheizung: $U_b = 170$ V, $R_a = 1$ MΩ, bei $U_g = 0$ V Leuchtstrichlänge = 10 mm, bei $U_g = -23$ V Leuchtstrichlänge = 0 mm

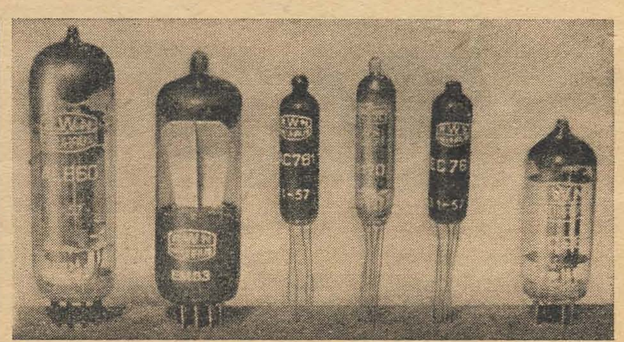
EC 760, Subminiatur-Oszillatortriode, entspricht der EC 70

DC 96, HF-Triode für UKW-Eingangsstufen, $U_f = 1,4$ V, $I_f = 25$ mA. Statische Werte: $U_a = 85$ V, $U_g = -2,5$ V, $I_a = 1,8$ mA, $S = 0,95$ mA/V, $D = 7,2$ %, $R_i = 1,5$ kΩ. Im Betrieb als selbstschwingende Mischröhre ist S_c bei $U_b = 67,5$ V 370 μA/V, bei $U_b = 90$ V 400 μA/V

Kleintastenschalter (VEB Elektroakustik Eisenach)

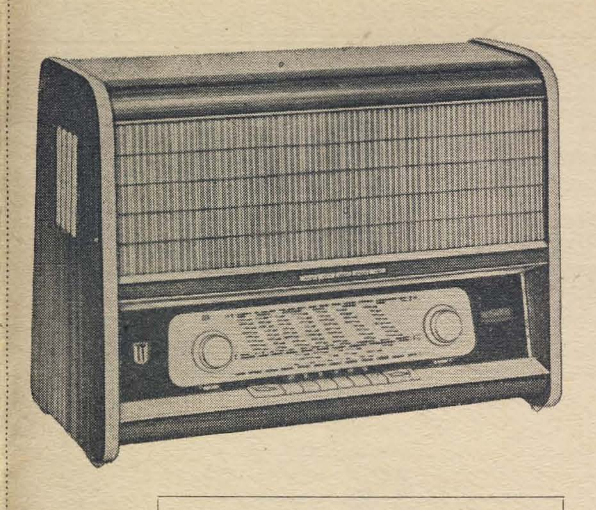






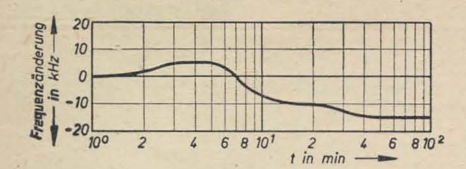
Olympia 571 W

VEB Sachsenwerk
Niedersedlitz

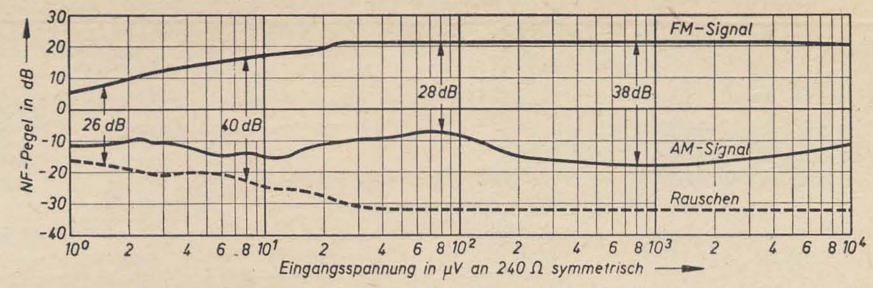


Technische Daten

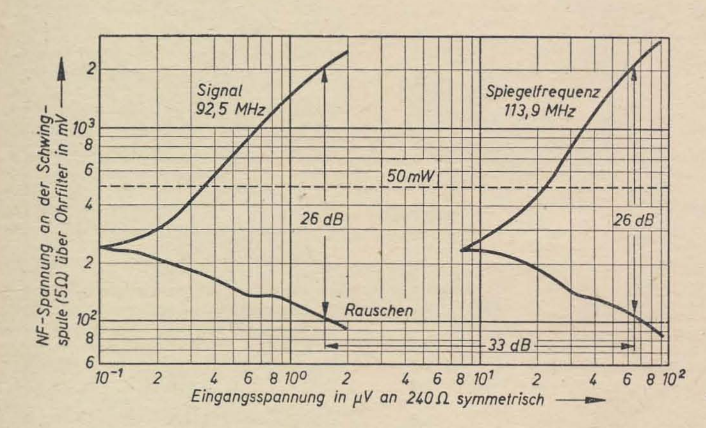
Stromart: Wechselstrom
Spannung: 110, 127, 220, 240 V
Leistungsaufnahme: etwa 60 W
Wellenbereiche:
U 87 ··· 100 MHz
K 5,9 ··· 19 MHz
M 520 ··· 1620 kHz
L 143 ··· 330 kHz
UKW-Antenneneingang:
240 Ω symmetrisch
Röhrenbestückung:
ECC 85, ECH 81, 2 × EF 89,
EABC 80, EC 92, EL 84, EM 80
Netzgleichrichter:
Trockengleichrichter
Zahl der Kreise: AM 8, FM 11
Zwischenfrequenz:
AM 468 kHz; FM 10,7 MHz
Schwundausgleich:
auf 3 Röhren wirkend
Bandbreite:
AM bei 600 kHz 4 kHz;
FM 125 kHz
Trennschärfe:
AM bei 600 kHz ± 10 kHz 1:700
FM ± 300 kHz 1:1000
Tonabnehmerempfindlichkeit:
etwa 15 mV bei 1000 Hz und
50 mW Ausgangsleistung
HF-Empfindlichkeit:
U $< 3\ \mu V$ bei 26 dB Rauschabstand
K $\approx 25\ \mu V$ bei 50 mW Ausgangsleistung
M, L $\approx 10\ \mu V$ bei 50 mW Ausgangsleistung
Lautstärkeregelung:
stetig regelbar, gehörrichtig
Klangregelung:
getrennter Baß- und Höhenregler, Register
Gegenkopplung:
frequenzabhängig von der Sekundärseite des Ausgangstrafos zum Gitter der Vorröhre
Lautsprecher:
6 W permanentdynamisch,
2 Hochtonlautsprecher 1,5 W permanentdynamisch
Anschluß für 2. Lautsprecher:
niederohmig Anpassung etwa 5 Ω,
Gerätelautsprecher abschaltbar
Anschluß für Magnettongerät:
Diodenanschluß vorhanden
Besonderheiten:
Duplexantrieb, Ferritantenne,
Anschluß für Fernbedienung
Gehäuseabmessungen:
Olympia 571 W
630 × 415 × 310 mm
Olympia 571 W/L
660 × 485 × 320 mm
Gewicht: etwa 20 kg



Frequenzeinlauf nach dem Einschalten, f_e = 87,5 MHz

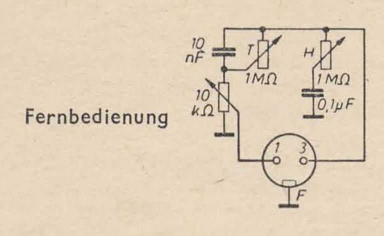


Rauschabstand und AM-Unterdrückung



Grenz- und Spiegelwellenempfindlichkeit

Fernbedienung



Fortsetzung von Seite 606

Gegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers wirkt unabhängig vom Lautstärkeregler auf das Gitter der Vorröhre.

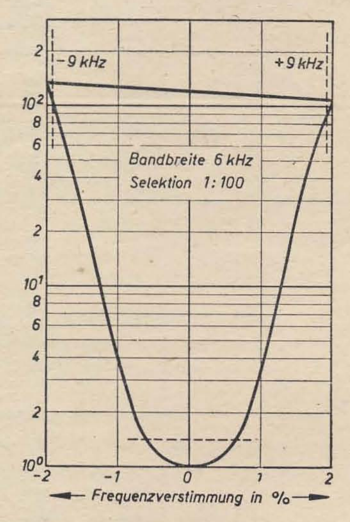
Die Schallabgabe erfolgt durch drei permanentdynamische Lautsprecher in Raumtonanordnung.

Der Netzteil dieses Gerätes, das nur in Wechselstromausführung geliefert wird, enthält einen Trockengleichrichter in Brückenschaltung und Lade- und Siebkondensatoren von hoher Kapazität, so daß die Siebdrossel wegfallen konnte und deren Funktion von einem Widerstand in Verbindung mit dem Ausgangstransformator übernommen wurde.

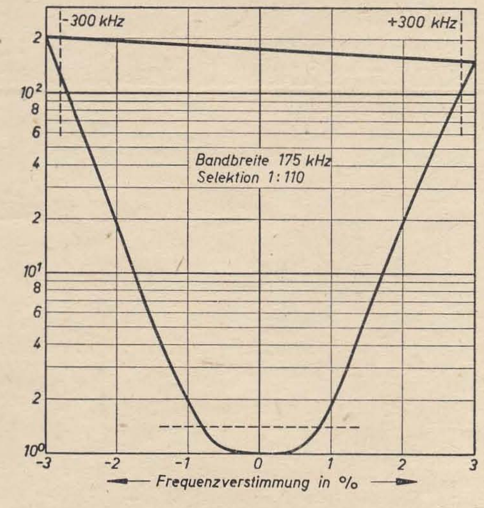
Um auch dem Laien die Möglichkeit zu geben, den vollen Umfang der Klangmöglichkeiten dieses Gerätes richtig ausnutzen zu können, wurde es neben den getrennten Hoch- und Tieftonreglern mit einem Klangwahlschalter ausgestattet, mit dem man unabhängig von den Reglerstellungen fest eingestellte Klangbilder durch Tastendruck erhält, aber auch durch gleichzeitiges Drücken der Taste „Regler" mit einer Klangtaste das vorgegebene Klangbild noch nach eigenem Geschmack nachstimmen kann.

Zur Bedienungserleichterung trägt natürlich auch der Schwungradduplexantrieb bei. Und die drehbare Ferritantenne ist nicht nur eine leistungsfähige Behelfsantenne für Lang- und Mittelwelle, sondern bringt durch ihre Peilwirkung in gewissen Grenzen eine Befreiung von Störungen.

Das Gerät wird in zwei Ausführungen geliefert; als „Olympia 571 W" in dunklem, poliertem Edelholzgehäuse mit Goldleisten und als „Olympia 571 W/L" in einem Luxusgehäuse für Liebhaber des neuen Möbelstils (s. Bild S. 607).

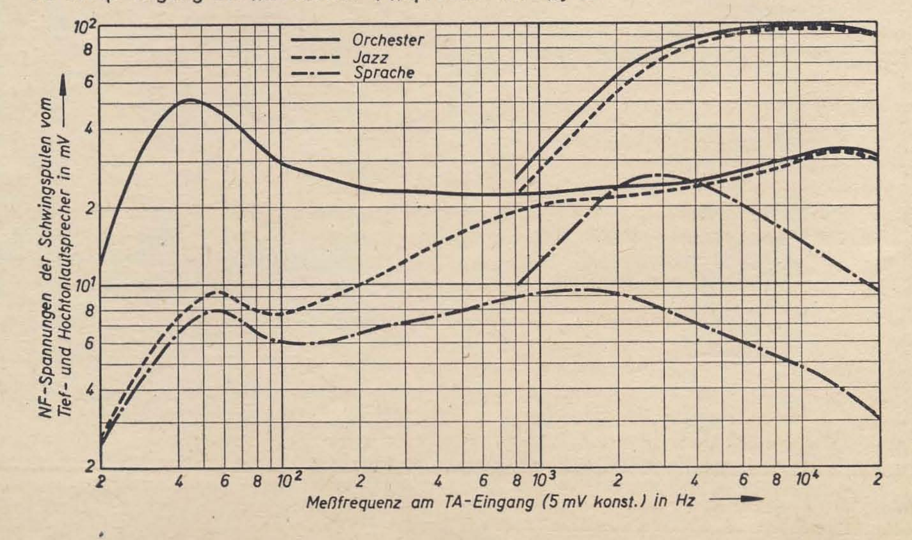


AM-Trennschärfekurve, ZF = 468 kHz



FM-Trennschärfekurve, ZF = 10,7 MHz

NF-Frequenzgang bei „Orchester", „Sprache" und „Jazz"



ERHARD RICHTER

Das Rechnen mit Zehnerpotenzen Teil 2 und Schluß

Nachdem sich der erste Teil dieses Beitrages in Nr. 17 (1957) mit den Regeln für das Rechnen mit Zehnerpotenzen befaßte, soll der jetzt vorliegende zweite Teil dazu dienen, die gewonnenen Erkenntnisse an Hand von allgemeinen Zahlenbeispielen und Aufgaben aus Physik und Technik zu vertiefen.

Zunächst sollen noch einmal die wichtigsten Regeln und Merksätze kurz zusammengestellt werden.

Die vier Rechenregeln für die Zehnerpotenzen

1. Bei der Multiplikation sind die Hochzahlen zu addieren,
2. bei der Division sind die Hochzahlen zu subtrahieren,
3. beim Potenzieren werden die Hochzahlen multipliziert,
4. beim Radizieren werden die Hochzahlen dividiert.

Andere wichtige Merksätze

a) Beim Versetzen über oder unter den Bruchstrich ändern sich die Vorzeichen der Hochzahlen,
b) Zahlenwerte werden in Vorzahl und Zehnerpotenz zerlegt,
c) die vier Rechenregeln der Zehnerpotenzen gelten nicht mit für die Vorzahlen,
d) Vorzahlen und Zehnerpotenzen sind wie gewöhnliche Faktoren miteinander verbunden; sie dürfen daher voneinander getrennt werden,
e) Vorzahlen werden unabhängig von Zehnerpotenzen so miteinander behandelt, wie es beim normalen Rechnen üblich ist,
f) Vorzahlen dürfen nicht mit über oder unter den Bruchstrich versetzt werden,
g) Vorzahlen lassen sich beliebig erweitern, wenn die Zehnerpotenz gleichzeitig gekürzt wird und umgekehrt,
h) beim Radizieren ist dafür zu sorgen, daß durch Erweitern oder Kürzen die Hochzahl der Zehnerpotenz geradzahlig wird. Bei dritten Wurzeln muß die Hochzahl sinngemäß durch 3 teilbar sein.

Allgemeine Zahlenbeispiele

$$\sqrt[2]{0{,}000036} = \sqrt[2]{3{,}6 \cdot 10^{-5}} = \sqrt[2]{36 \cdot 10^{-6}} = 6 \cdot 10^{-3} = \mathbf{0{,}006}$$

$$159^2 = (1{,}59 \cdot 10^2)^2 = 1{,}59^2 \cdot 10^{2 \cdot 2} = 2{,}53 \cdot 10^4 = \mathbf{25300}$$

$$\sqrt[3]{10\,000\,000} = \sqrt[3]{1 \cdot 10^7} = \sqrt[3]{10 \cdot 10^6} = \sqrt[3]{10} \cdot 10^{6:3} = 2{,}154 \cdot 10^2 = \mathbf{215{,}4}$$

$$\frac{0{,}00008 \cdot 0{,}0025}{40} = \frac{8 \cdot 10^{-5} \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^1} = \frac{20 \cdot 10^{-8}}{4 \cdot 10^1} = 5 \cdot 10^{-8-1} = 5 \cdot 10^{-9} = \mathbf{0{,}000000005}$$

$$\frac{0{,}0001 \cdot 6{,}28 \cdot \sqrt{452}}{\sqrt{300\,000 \cdot 0{,}008}} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot 6{,}28 \cdot \sqrt{4{,}52 \cdot 10^2}}{\sqrt{3 \cdot 10^5 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}} =$$

$$\frac{1 \cdot 6{,}28 \cdot \sqrt{4{,}52} \cdot 10^{-4} \cdot \sqrt{10^2}}{\sqrt{24 \cdot 10^2}} = \frac{6{,}28 \cdot 2{,}152 \cdot 10^{-4} \cdot 10^1}{4{,}899 \cdot 10^1} =$$

$$\frac{13{,}34 \cdot 10^{-4} \cdot 10^1 \cdot 10^{-1}}{4{,}899} = 2{,}725 \cdot 10^{-4+1-1} = 2{,}725 \cdot 10^{-4} = \mathbf{0{,}0002725}$$

Aufgaben aus Physik und Technik

Aufgabe 1:

Drücke nachstehend genannte Größen in ihren physikalischen Grundeinheiten aus. Benutze Zehnerpotenzen!
3 mH; 12 μF; 8 mA; 1 nF; 0,8 MΩ; 120 kHz.

Lösung:

$3\ \text{mH} = 3 \cdot 10^{-3}$ H; $12\ \mu\text{F} = 12 \cdot 10^{-6}$ F; $8\ \text{mA} = 8 \cdot 10^{-3}$ A; $1\ \text{nF} = 1 \cdot 10^{-9}$ F;
$0{,}8\ \text{M}\Omega = 0{,}8 \cdot 10^6\ \Omega$; $120\ \text{kHz} = 1{,}2 \cdot 10^5$ Hz.

Aufgabe 2:

Die Breitband-Pentode EF 80 hat laut Röhrenliste eine Gitter-Anodenkapazität von 8 mpF (Millipicofarad). Drücke dieses C in pF und F aus!

Lösung:

$8\ \text{mpF} = 8 \cdot 10^{-3}\ \text{pF} = 8 \cdot 10^{-15}$ F.

Aufgabe 3:

Für ein Allstrom-Gerät mit U-Röhren ist ein Widerstand von 690 Ω für den Heizkreis zu wickeln. Welche Drahtdicke aus WM 50 (Konstantan) wird zweckmäßig gewählt? [Wenn Konstantan einlagig gewickelt wird und wenn ferner je Watt eine Oberflächenkühlfläche von etwa 4 cm² angesetzt wird, dann gilt die Beziehung $d = 0{,}63 \cdot \sqrt[3]{I^2} \cdot$ (d in mm, I in Ampere)].

Lösung:

$$d = 0{,}63 \cdot \sqrt[3]{I^2} = 0{,}63 \cdot \sqrt[3]{0{,}1^2} = 0{,}63 \cdot \sqrt[3]{(1 \cdot 10^{-1})^2} = 0{,}63 \cdot \sqrt[3]{1 \cdot 10^{-2}}$$
$$= 0{,}63 \cdot \sqrt[3]{10 \cdot 10^{-3}} = 0{,}63 \cdot 2{,}154 \cdot \sqrt[3]{10^{-3}} = 0{,}63 \cdot 2{,}154 \cdot 10^{-3:3}$$
$$= 0{,}63 \cdot 2{,}154 \cdot 10^{-1} = 1{,}357 \cdot 10^{-1} = 0{,}1357\ \text{mm},$$ gewählt wird **0,14 mm.**

Aufgabe 4:

Die in Fernsehtunern neuerdings benutzte rauscharme und steile „Wunderröhre“ PCC 88 hat ein sogenanntes Spanndrahtgitter. Die Gitterwicklung besteht aus 10 μ dickem Draht.

Bestimme a) die Drahtstärke in mm,
b) den Drahtquerschnitt in mm².

Lösung:

a) $1\ \mu = \frac{1}{1000}$ mm

$$10\ \mu = \frac{10}{1000}\ \text{mm} = \frac{10^1}{10^3} = 10^{1-3} = 10^{-2} = \mathbf{0{,}01\ mm}$$

b) $$F = \frac{d^2 \cdot \pi}{4} = d^2 \cdot 0{,}785 = 0{,}01^2 \cdot 0{,}785 = (1 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 0{,}785$$
$$= 1 \cdot 10^{-4} \cdot 7{,}85 \cdot 10^{-1} = 7{,}85 \cdot 10^{-4-1} = 7{,}85 \cdot 10^{-5}$$
$$= 0{,}0000785 \approx \mathbf{0{,}00008\ mm^2}.$$

Aufgabe 5:

Damit die Röhre PCC 88 ihre guten Eigenschaften im Betrieb nicht verändert, muß die Spanndrahtwicklung relativ stramm gewickelt werden. Nach Firmenangaben liegt dabei auf dem Draht eine Zugkraft von etwa 1 g; das ist beinahe die Grenze der Reißfestigkeit des Materials. Wie groß ist mit dieser Zugkraft die ausgeübte Belastung, umgerechnet auf einen Drahtquerschnitt von 1 mm²?

Lösung:

$$\frac{1\ \text{g}}{0{,}00008\ \text{mm}^2} = \frac{x\ \text{g}}{1\ \text{mm}^2}$$ als Proportion aufgelöst nach x:

$$x = \frac{1 \cdot 1}{0{,}00008} = \frac{1}{8 \cdot 10^{-5}} = \frac{1 \cdot 10^5}{8} = \frac{10 \cdot 10^4}{8} = 1{,}25 \cdot 10^4$$
$$= 12500\ \text{g/mm}^2 = \mathbf{12{,}5\ kg/mm^2}.$$

Aufgabe 6:

Kopfhörer sind wesentlich empfindlicher als Lautsprecher. Die mittlere Empfindlichkeit eines einfachen Kopfhörers liegt bei etwa 10^{-10} Watt. Wieviel mV Tonfrequenz liegen bei dieser Reizschwelle an den Steckern eines Kopfhörers, wenn sein Scheinwiderstand 2000 Ω groß ist?

Lösung:

$$U = \sqrt{N \cdot R} = \sqrt{1 \cdot 10^{-10} \cdot 2 \cdot 10^3} = \sqrt{2 \cdot 10^{-7}} = \sqrt{20 \cdot 10^{-8}}$$
$$= 4{,}47 \cdot 10^{-4} = 0{,}000447\ \text{V}$$ oder **0,447 mV**

Aufgabe 7:

Eine Relaiswicklung hat einen Widerstand von 1,1 Ω. Wieviel Meter CuL-Draht von 0,35 mm Drahtdicke sind aufgewickelt?

Lösung:

$$l = \frac{R \cdot F}{\varrho} = \frac{R \cdot d^2 \cdot 0{,}785}{\varrho} = \frac{1{,}1 \cdot 0{,}35^2 \cdot 0{,}785}{0{,}0175} =$$

$$= \frac{1{,}1 \cdot (3{,}5 \cdot 10^{-1})^2 \cdot 7{,}85 \cdot 10^{-1}}{1{,}75 \cdot 10^{-2}} =$$

$$= \frac{1{,}1 \cdot 12{,}25 \cdot 7{,}85 \cdot 10^{-2} \cdot 10^{-1}}{1{,}75 \cdot 10^{-2}} = \frac{105{,}8 \cdot 10^{-2-1}}{1{,}75 \cdot 10^{-2}} =$$

$$= \frac{105{,}8 \cdot 10^{-2-1+2}}{1{,}75} = 60{,}5 \cdot 10^{-1} = 6{,}05 \approx \mathbf{6\ m}.$$

Aufgabe 8:

Ein HF-Koaxkabel hat pro Meter eine gemessene Kapazität von 35 pF und ein L von 126 nH. Bestimme den Wellenwiderstand!

Lösung:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{126 \cdot 10^{-9}}{35 \cdot 10^{-12}}} = \sqrt{\frac{126 \cdot 10^{12}}{35 \cdot 10^{9}}} = \sqrt{3{,}6 \cdot 10^3} = \sqrt{36 \cdot 10^2}$$

$$= 6 \cdot 10^1 = \mathbf{60\ \Omega}.$$

Aufgabe 9:

Ein Schwingkreis für Mittelwelle hat ein L von 180 μH und ein C von 550 pF. Ermittele die Resonanzfrequenz! (Für den Praktiker lautet die Thomsonsche Schwingungsgleichung als Zahlenwertgleichung umgeformt: $f = \frac{159}{\sqrt{L \cdot C}}$, wobei f in MHz, L in μH und C in pF eingesetzt wird.)

Lösung:

$$f = \frac{159}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{159}{\sqrt{180 \cdot 550}} = \frac{1{,}59 \cdot 10^2}{\sqrt{1{,}8 \cdot 10^2 \cdot 5{,}5 \cdot 10^2}} = \frac{1{,}59 \cdot 10^2}{\sqrt{9{,}9 \cdot 10^4}}$$

$$= \frac{1{,}59 \cdot 10^2}{3{,}146 \cdot 10^2} = 0{,}505 \cdot 10^0 = 0{,}505\ \text{MHz oder } \mathbf{505\ kHz}$$

Aufgabe 10:

Welcher Höchststrom darf durch einen Widerstand von 1 MΩ und 1/10 W Belastbarkeit fließen? (Zahlenwertgleichung $N = \frac{I^2 \cdot R}{1000}$, wobei N in W, I und mA und R in kΩ eingesetzt wird.)

Lösung:

$$I = \sqrt{\frac{N \cdot 1000}{R}} = \sqrt{\frac{0{,}1 \cdot 1000}{1000}} = \sqrt{0{,}1} = \sqrt{1 \cdot 10^{-1}} = \sqrt{10 \cdot 10^{-2}}$$

$$= \sqrt{10} \cdot \sqrt{10^{-2}} = 3{,}16 \cdot 10^{-2:2} = 3{,}16 \cdot 10^{-1} = 0{,}316 \approx \mathbf{0{,}32\ mA}$$

Aufgabe 11:

Wieviel Kilometer legt das Licht in einem Jahr zurück (sogenanntes Lichtjahr)?

Lösung:

$$E = 300000 \cdot 60 \cdot 60 \cdot 24 \cdot 365$$
$$= 3 \cdot 10^5 \cdot 36 \cdot 10^2 \cdot 2{,}4 \cdot 10^1 \cdot 3{,}65 \cdot 10^2$$
$$= 3 \cdot 36 \cdot 2{,}4 \cdot 3{,}65 \cdot 10^{5+2+1+2} = 946 \cdot 10^{10} = 9{,}46 \cdot 10^{12}$$
$$= \mathbf{9{,}46\ Billionen\ km}.$$

Aufgabe 12:

Ein Marktplatz ist genau 1 ha groß (1 ha = 10000 m²). Wieviel Tonnen würde eine dort niedergegangene Regenmenge wiegen, wenn sie 5 mm hoch stünde?

Lösung:

$$G = F \cdot h \cdot \gamma = 10000 \cdot 0{,}005 \cdot 1 = 1 \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1$$
$$= 5 \cdot 10^1 = \mathbf{50\ t}.$$

Aufgabe 13:

Ein Zimmer mißt 8 · 5 · 4 m. Wieviel kg wiegt die Luft in diesem Raum? (Wichte für Luft = 0,001293 t/m³).

Lösung:

$$G = l \cdot b \cdot h \cdot \gamma = 8 \cdot 5 \cdot 4 \cdot 0{,}001293 = 160 \cdot 1{,}293 \cdot 10^{-3}$$
$$= 207 \cdot 10^{-3} = 2{,}07 \cdot 10^{-1} = 0{,}207\ \text{t oder } \mathbf{207\ kg}.$$

Aufgabe 14:

Die Unruhe einer Armbanduhr hat einen Durchmesser von 12 mm. In jeder Sekunde legt sie einen Weg von 2 mal 80° zurück. Wieviel km würden diese Einzelstrecken aneinandergereiht im Jahr ergeben?

Lösung:

$$s = \frac{d_{mm} \cdot 160 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 60 \cdot 24 \cdot 365}{360 \cdot 1000000} = \frac{12 \cdot 160 \cdot 3{,}14 \cdot \overset{10}{\cancel{3600}} \cdot 24 \cdot 365}{\underset{1}{\cancel{360}} \cdot 1000000}$$

$$= \frac{1{,}2 \cdot 1{,}6 \cdot 3{,}14 \cdot 2{,}4 \cdot 3{,}65 \cdot 10^7}{1 \cdot 10^6} = \frac{52{,}8 \cdot 10^7}{1 \cdot 10^6} = 52{,}8 \cdot 10^1$$

$$= \mathbf{528\ km}.$$

(Beachte: Umrechnungsfaktor 10^6 im Nenner = $10^3 \cdot 10^3$ für Umwandlung von mm auf m und von m auf km!)

Aufgabe 15:

Die Spannung eines Blitzes wird auf 8 MV (Megavolt) geschätzt. Die Blitzdauer wird mit 20 μs und die Stromstärke mit 50000 Ampere angenommen. Berechne die damit freigewordene elektrische Arbeit in kWh!

(Grundgleichung: $A = \frac{U \cdot I \cdot t}{1000}$ [A in kWh, U in V, I in A, t in h].

Daraus läßt sich folgende Zahlenwertgleichung entwickeln:

$$A = \frac{U \cdot I \cdot t}{1000 \cdot 3600 \cdot 1000000}$$ [A in kWh, U in V, I in A, t in μs].

Die Umrechnungsfaktoren im Nenner bedeuten hierbei:

1000 Umrechnung von W in kW
3600 Umrechnung von s in h
1000000 Umrechnung von μs in s).

Lösung:

$$A = \frac{8 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^1}{10^3 \cdot 3{,}6 \cdot 10^3 \cdot 10^6} = \frac{8 \cdot 5 \cdot 2 \cdot 10^{6+4+1}}{3{,}6 \cdot 10^{3+3+6}} = \frac{80 \cdot 10^{11}}{3{,}6 \cdot 10^{12}}$$

$$= \frac{8 \cdot 10^{12}}{3{,}6 \cdot 10^{12}} = 2{,}22 \cdot 10^0 = 2{,}22 \approx \mathbf{2{,}2\ kWh}.$$

Schlußbetrachtung

Der aufmerksame Leser wird bei seiner Mitarbeit festgestellt haben, daß das Rechnen mit Zehnerpotenzen beachtliche Vorteile mit sich bringt. Allerdings sind diese Vorteile nur dann wirklich von Wert, wenn der Stoff mit seinen Regeln voll und ganz beherrscht wird. Wer sein künftiges Rechnen darauf umstellen will, muß viel und oft üben. Es empfiehlt sich dabei sogar, auch einfache Aufgaben, selbst wenn sie dann umständlicher erscheinen sollten, mit Hilfe der Zehnerpotenzen auszurechnen. Schließlich sei ausdrücklich betont, daß der bei den Übungsaufgaben beschrittene Lösungsweg nicht unbedingt immer der kürzeste war. Bekanntlich lassen sich bei vielen Aufgaben oft mehrere Rechnungswege einschlagen. Dem Geschick des einzelnen bleibt es dabei vorbehalten, ob er den schnellsten Lösungsweg zu finden in der Lage ist. Der Verfasser wählte jedoch ganz bewußt jeweils den Weg, der ihm am sichersten und verständlichsten für das Erfassen der fraglichen Zusammenhänge erschien. Selbstverständlich können bei völliger Beherrschung aller Regeln um die Zehnerpotenzen die sonst üblichen Rechenvorteile benutzt werden. Insbesondere sollten auch hier möglichst oft die Vorteile des Kürzens angewandt werden. Das Kürzen zwischen Vorzahlen zu Vorzahlen und Zehnerpotenzen zu Zehnerpotenzen in beliebiger Form ist durchaus statthaft. Bei einem der durchgerechneten Beispiele wurde ein einfacher Versuch dieser Art gemacht.

RÖHRENINFORMATION

DK 96

Teil 1

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze



Maximale Kolbenabmessungen

Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen ▶

Aufbau

Batterie-Miniaturröhre mit sieben Stiften, senkrecht auf dem Preßteller aufgebaut. Mischheptode, die gleichzeitig als Oszillator- und Mischröhre arbeitet. Der Oszillatorteil wird durch das erste und zweite Gitter gebildet. Die HF-Eingangsspannung wird an das dritte Gitter gelegt, das als Regelgitter ausgebildet ist. Das vierte Gitter ist ein Schirmgitter. Gitter 2 und 4 sind nicht miteinander verbunden, da Gitter 2 als Oszillatoranode arbeitet. Die Spannung des vierten Gitters kann daher unabhängig von Gitter 2 auf höchste Mischsteilheit eingeregelt werden. Gitter 4 kann kapazitiv geerdet und damit die Kopplung zwischen Steuergitter und Oszillatorteil vermindert werden, so daß Abstrahlungen der Oszillatorfrequenz über die Antenne und Frequenzverwerfungen geringer sind.

Verwendung

Die DK 96 ist als multiplikative Mischröhre in Batteriegeräten für reinen AM-Empfang bestimmt. Für UKW ist sie nicht geeignet, ebensowenig als ZF-Stufe, da ihre Verstärkung hierbei zu gering ist. Für AM/FM-Geräte ist als Mischröhre, als Oszillatorröhre und zur ZF-Verstärkung die DF 97 geeignet. Die DK 96 schwingt zwar bis zu f = 27,5 MHz, bei erschöpften Batterien besteht aber die Gefahr, daß sie bei kürzesten Kurzwellen nicht mehr durchschwingt. Es ist ratsam, den KW-Bereich erst bei f = 20 MHz (15 m) beginnen zu lassen. Ferner ist die Aufteilung des KW-Bandes in zwei Bereiche mit Bandspreizung günstig.

Die Schirmgitterspannung U_{g4} der DK 96 soll ungefähr 65 V betragen, da bei dieser Spannung die günstigste Mischsteilheit vorhanden ist. In Empfängern für Batterie- und Netzanschluß ≅ kann die Oszillatoramplitude so groß werden, daß die Steuergitterspannung positive Werte annimmt. In diesem Falle muß die Schirmgitterspannung noch niedriger sein. Man wählt sie so, daß bei $U_{g3} = 0$ V $I_a = 0{,}6$ mA ist. Die Oszillatorspannung (Effektivwert) soll 4 V betragen, bei diesem Wert ist die Mischsteilheit am größten. Die gesamte Stromaufnahme der DK 96 ist (ohne Heizstrom) < 2,5 mA. Das Rückkopplungsverhältnis (Windungen der Rückkopplungsspule : Windungen der Gitterspule) sei ≈ 0,7, das Verhältnis Spitzenwert der Grundwelle : Anodengleichstrom des Oszillators ≈ 1,4.

Der abgestimmte Oszillatorkreis soll in der Gitterleitung (g1), die Rückkopplungsspule in der Anodenleitung des Oszillators (g2) liegen. Würde der abgestimmte Oszillatorkreis in der Anodenleitung liegen, würde die Oszillatoranodenspannung sehr hoch werden. Das hätte eine größere Rückwirkung auf das Steuergitter (g3) und damit eine erhöhte Abstrahlung der Oszillatorschwingung über die Antenne sowie eine kleinere Mischsteilheit zur Folge. Bei MW und LW ist Parallelspeisung der Oszillatoranode (g2) besser, bei KW Serienspeisung. Das erfordert aber zusätzliche Schaltkontakte. Sind nicht soviel Schaltkontakte erwünscht, empfiehlt sich für alle drei Bereiche Serienspeisung.

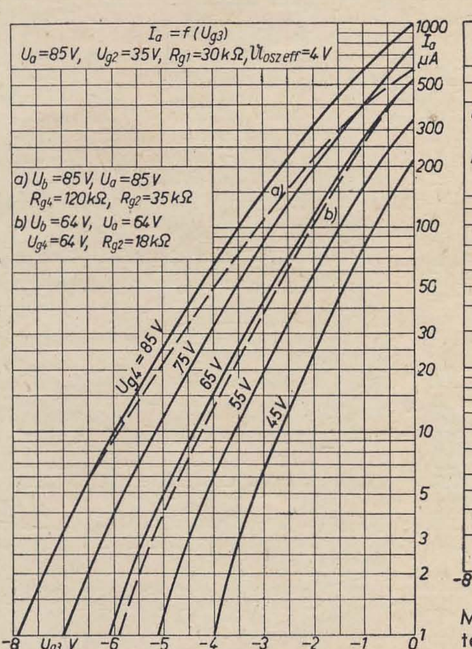
Die Gitterstromänderung im Abstimmbereich soll möglichst klein sein. ($I_{g1} = 90 \cdots 150\ \mu$A; auf jeden Fall aber > 85 und $< 200\ \mu$A.) Bei hohem Gitterstrom wird die Mischsteilheit bedeutend kleiner und die Frequenzverwerfung größer. Deshalb verwende man fest gekoppelte Oszillatorspulen mit hohem Gütefaktor. Im MW- und LW-Bereich wickle man die Rückkopplungsspule fest über die abgestimmte Gitterspule, im Kurzwellenbereich dagegen in die Zwischenräume der abgestimmten Gitterspule am erdseitigen Ende. Außerdem muß bei KW noch eine auf $^3/_4$ der niedrigsten Oszillatorfrequenz abgestimmte Zusatzspule auf den Spulenkörper gewickelt werden (bzw. ist ein entsprechender Zusatzkreis anzuschalten). Ohne eine solche Zusatzspule ist es besser, die DK 96 bei Kurzwellen nicht zu regeln. Bei der Verdrahtung ist auf kurze Leitungen, getrennte Erdleitungen für den Oszillator- und Steuergitterkreis zu achten. Bei direkt geheizten Röhren wird zweckmäßig nicht der Gitterstrom, sondern die Oszillatorspannung (am abgestimmten Oszillatorkreis) gemessen, denn der Gitterstrom hängt stark vom Kontaktpotential der Röhre ab. Da die Oszillatorspannungsmessung bei Kurzwellen aber Schwierigkeiten bereitet, wird bei Langwellen das Verhältnis $U_{osz} : I_g$ festgestellt und bei KW nur der Gitterstrom gemessen. Hieraus schließt man dann auf U_{osz}.

Vor allem ist die Gefahr der Abstrahlung der Oszillatorspannung über das Steuergitter (g3) zu vermindern. Die in den Eingangskreis induzierte Oszillatorspannung nimmt zu, wenn sich die Resonanzfrequenz des Eingangskreises der Oszillatorfrequenz nähert. Maßnahmen dagegen sind: a) eine hohe Zwischenfrequenz, b) guter Gleichlauf, c) den Gütefaktor des Eingangskreises so niedrig zu halten, wie es mit der Vorselektion und der Verstärkung vereinbar ist, d) Neutralisierungskondensator von 0,5 ··· 3,5 pF zwischen Gitter 3 und Gitter 1.

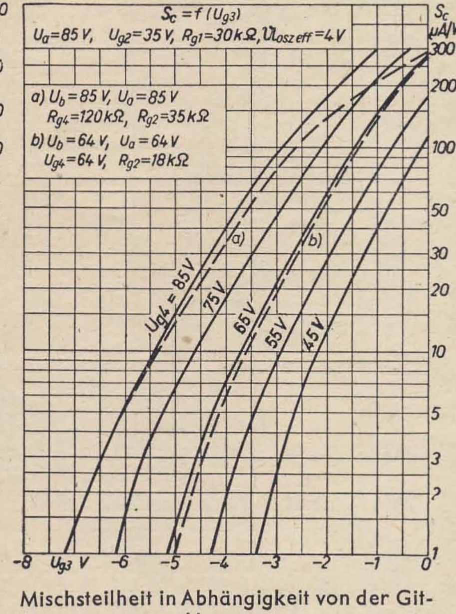
Nicht benutzte Spulen sollen durch den Wellenschalter kurzgeschlossen werden. Das Gehäuse des Abstimmkondensators muß zwischen den beiden Kammern geerdet werden, anderenfalls wächst die Oszillatorspannung am langwelligen Ende des Bereichs auf über das Doppelte an.

Paralleltypen

Die amerikanische Bezeichnung für die DK 96 ist 1 AB 6. Der Vorgänger der DK 96 war in Westdeutschland die DK 92 = 1 AC 6 mit dem gleichen Sockel und ähnlichen Daten, aber dem



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung U_{g3}



Mischsteilheit in Abhängigkeit von der Gittervorspannung U_{g3}

doppelten Heizstrom. Bei Parallelheizung sind beide Röhren ohne Änderung austauschbar. Der Vorgänger der DK 92 war die DK 91 = 1 R 5. Gitter 2 und 4 dieser Röhre sind innerhalb des Röhrenkolbens zusammengeschaltet. Im Heizstrom entspricht sie der DK 92; die Ströme sind aber doppelt so groß, und die Regelkennlinie verläuft bedeutend flacher. Die DK 91 einerseits und die DK 92 und DK 96 andererseits sind nicht miteinander austauschbar. Von Tungsram wird die 1 R 5 als 1 R 5 T mit halbem Heizstrom hergestellt.
In der DDR war die DK 192 der Vorgänger der DK 96; sie ähnelt in den Daten der DK 91, hat aber den gleichen Sockel wie die DK 96. Eine gleiche Röhre wie die DK 192 ist die DK 962; es ist aber U_f=1,2 V, I_f=60 mA. Gleiche Heizdaten hat die russische Röhre 1 A 1 Π. Ihre Mischsteilheit ist aber bedeutend geringer, der Innenwiderstand höher. Eine Weiterentwicklung, mit halbem Heizstrom, ist die 1 A 2 Π (andere Sockelschaltung). — In der CSR gibt es die 1 H 33 und die 1 H 34, die in den Daten der DK 91 entsprechen. Heizdaten siehe Tabelle. Die 1 H 35 entspricht in den Daten, auch in der Heizung, völlig der DK 96.

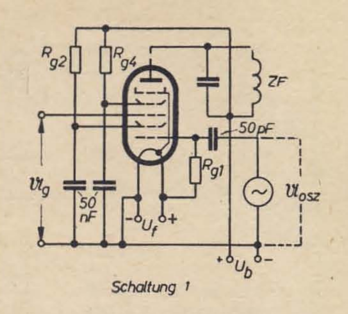
Hersteller

Die DK 96, DK 192 und DK 962 werden vom VEB Röhrenwerk Anna Seghers, Neuhaus am Rennweg, gefertigt. Die DK 192 dient nur noch zur Ersatzbestückung; die DK 962 wird für kommerzielle Zwecke verwendet.

Heizung

Direkt geheizte Oxydkatode für Batteriebetrieb, für Betrieb mit Gleichstrom und mit gleichgerichtetem, gesiebten Wechselstrom. Zum Vergleich die Heizdaten der Paralleltypen.

U_f / I_f	1,4 / 50	1,4 / 25	1,2 / 60	1,2 / 30	V / mA
	DK 92, 1 AC 6	DK 96, 1 AB 6, 1 H 35			
	DK 91, 1 R 5	1 H 33, 1 R 5 T		1 H 34	
	DK 192		DK 962, 1 A 1 Π	1 A 2 Π	

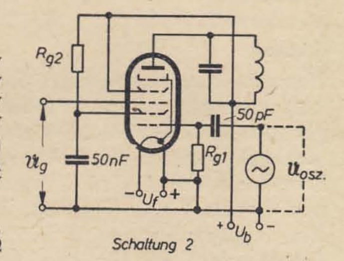


Schaltung 1

Meßwerte des Oszillators

(g1 mit + f verbunden)

Anodenspannung	U_a	64···85	V
Schirmgitterspannung	U_{g4}	64	V
Steuergittervorspannung	U_{g3}	0	V
Oszillatoranodenspannung	U_{g2}	35	V
Oszillatorgitterspannung	U_{g1}	(+ 1,4	V)
Oszillatoranodenstrom	I_{g2}	1,7	mA
Steilheit zwischen g1 und g2	$S_{g2/g1}$	0,6	mA/V
Verstärkungsfaktor zw. g 2 und g1	$\mu_{g2/g1}$	7,5	
Durchgriff des Oszillatorsystems	D	13,3	%
Innenwiderstand d. Oszillatorsyst.	R	12,5	kΩ



Schaltung 2

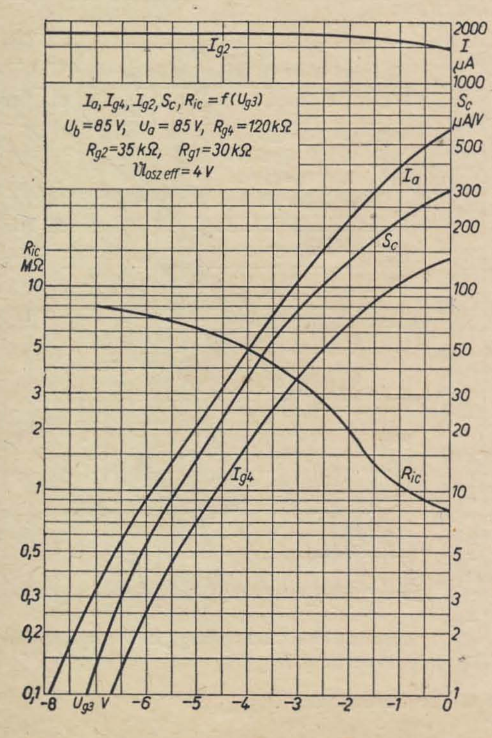
Vorläufige Daten

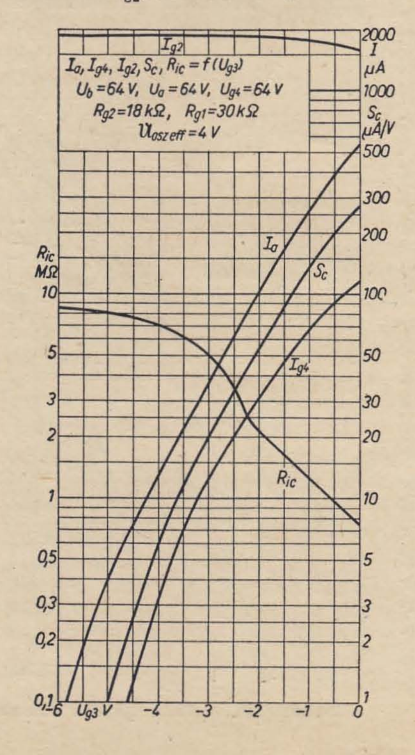
Betriebswerte als Mischröhre mit getrenntem Oszillator (fremderregt)

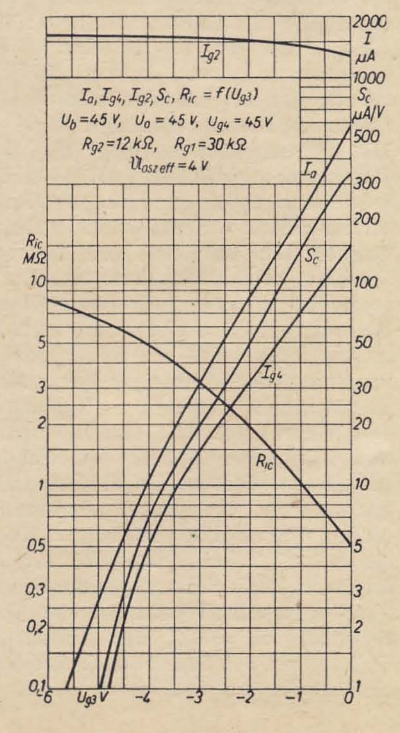
		Schaltung 1		Schaltung 2	
Batteriespannung	U_B	90	67,5		V
Betriebsspannung / Anodenspannung	U_b / U_a	85	64	45	V
Schirmgittervorwiderstand	R_{g4}	120	0	0	kΩ
Schirmgitterspannung	U_{g4}	68	64	45	V
Steuergittervorspannung	U_{g3}	0	0	0	V
Vorwiderstand der Oszillatoranode	R_{g2}	30	20	12	kΩ
Gitterableitwiderstand (an + f angeschlossen)	R_{g1}	30	30	30	kΩ
Anodenstrom	I_a	0,6	0,55	0,56	mA
Schirmgitterstrom	I_{g4}	0,14	0,12	0,15	mA
Oszillatoranodenstrom	I_{g2}	1,5	1,6	1,3	mA
Oszillatorgitterstrom	I_{g1}	85	85	85	µA
Oszillatorwechselspannung	$U_{osz\,eff}$	4	4	4	V
effektive Steilheit	S_{eff}	0,4	0,375		mA/V
Mischsteilheit	S_c[1]	300	275	325	µA/V
Innenwiderstand	R_{ic}	800	750	550	kΩ
Steuergittervorspannung für $S_c' = 1/100\ S_c$	U_{g3}	− 6,5	− 4,5	− 4,4	V
Äquivalenter Rauschwiderstand	$r_ä$	110	110		kΩ

[1] Bei einer selbstschwingenden Mischröhre ist die Mischsteilheit S_c um einige Prozent kleiner.

Anodenstrom, Schirmgitterstrom I_{g4}, Oszillatoranodenstrom I_{g2}, Mischsteilheit, Innenwiderstand in Abhängigkeit von U_{g3}







Mitteilung aus dem Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen

H. DOBESCH und R. RICHTER

Zwei Testbilder des Deutschen Fernsehfunks

Die Fernsehübertragung vom Studio bis zur Bildröhre im Empfänger ist aus verschiedenen Gründen wesentlich störanfälliger als eine Tonsendung im Rundfunk. Die Fehler können infolge des größeren Geräteaufwandes im Studio und auf dem Übertragungswege, aber auch im Empfänger auftreten. Um dem Fernsehtechniker die Möglichkeit zu geben, die Eigenschaften des Übertragungsweges zu überprüfen bzw. Fehlerquellen in den Empfangsanlagen feststellen zu können, werden vor der Programmsendung Bilder übertragen, die bestimmte Figuren und Zeichen enthalten. Mit ihrer Hilfe kann der Fernsehtechniker auf einfache Weise die Bildwiedergabe prüfen oder testen, man nennt diese Bilder daher Testbilder. Sie sind häufig sehr kompliziert zusammengesetzt. An zwei typischen Beispielen soll auf die Erzeugung und Anwendung solcher Testbilder näher eingegangen werden.

Bild 1 (siehe 3. Umschlagseite) zeigt ein Testbild, das sehr hohen Ansprüchen genügt. Mit Hilfe der fünf Kreise kann die Linearität der horizontalen und vertikalen Ablenkung im Empfänger überprüft werden, denn das Auge ist bekanntlich auf Änderungen der Kreisform sehr empfindlich. Mit dem mittleren Kreis wird der Teil des Bildes erfaßt, der am wichtigsten für das Blickfeld ist. Die größten Verzerrungen kommen in den Ecken des Schirmbildes vor, die durch die vier Kreise A, B, C und D besonders erfaßt werden. Weiterhin sind in den Ecken je zwei horizontale und vertikale Besen enthalten, die auch im Mittelfeld nochmals auftreten. Mit ihnen kann man das Auflösungsvermögen der Übertragung feststellen, das in horizontaler und vertikaler Richtung wegen der Zeilenstruktur des Bildes verschieden ist. Die an den Rand geschriebenen Zahlen sollen die Auswertung erleichtern. Sie geben gleichzeitig die Zeilenzahl in Hundert an, die dieser Auflösung entspricht. Dem gleichen Zweck dienen die Strichmuster rechts und links vom Mittelkreis. Ein wesentliches Merkmal des Fernsehbildes ist der Kontrast, der mit Hilfe von Graukeilen überprüft wird, die im Mittelkreis angeordnet sind. Es sind zehn Stufen von Schwarz bis Weiß vorhanden, die vom Auge mühelos unterschieden werden können. Im Innern des Mittelkreises befindet sich noch eine mit den Buchstaben PR bis VB bezeichnete Farbskala, die einen Eindruck der Grauwerte der entsprechenden Farben übermittelt. Die Grauwerte sind ein Maß für die Farbempfindlichkeit der Kameraröhre, wenn das Testbild mit einer Kamera aufgenommen wird. Die weißen Dreiecke an den Bildrändern sollen die Bildgröße abgrenzen.

Die Erzeugung solcher Bilder ist nur auf optisch-elektrischem Wege möglich. Man benützt eine entsprechende Testtafel, die durch Fernsehkamera, Dia- oder Epi-Abtaster in elektrische Signale umgewandelt wird. In der Praxis hat sich jedoch herausgestellt, daß bei diesen Abtastvorgängen Fehler entstehen, so daß z. B. durch die Optik die Größe der Signalspannung in den Randzonen nicht immer der Helligkeit der optischen Vorlage entspricht oder durch die Ablenkgeräte der Abtaster geometrische Verzerrungen auftreten können. Daher wird das optische Testbild vom Deutschen Fernsehfunk nur selten gesendet und hauptsächlich für das Testen der Studiogeräte verwendet. Die Erfordernisse des Fernsehbetriebes verlangen jedoch neben solchen umfangreichen Testbildern noch ein Testbild, bei dem die genannten Fehler wegfallen und das eine schnelle und gleichzeitige Überprüfung der speziellen Meßwerte ermöglicht, wobei nur Abweichungen vom Normalzustand festgestellt werden sollen.

Zu diesem Zweck werden elektronische Testbilder benutzt, die eine definierte Signalspannung abgeben. Die Gestaltung eines solchen Testbildes wird durch die Möglichkeiten der Schaltungstechnik bestimmt. Im wesentlichen sind dies senkrechte und waagerechte Linien und Felder mit bestimmten Helligkeitsgraden, die von Generatoren erzeugt werden. Durch Kombination können bestimmte Bilder zusammengesetzt werden. Die dabei an ein elektrisches Testbild zu stellenden Bedingungen ergeben sich durch die verschiedenen Auswertungen. Einmal sollen Bildschreiber optisch auf Geometrie, Schärfe und Gradation eingestellt und überprüft werden können. Zum anderen sollen Verstärker und Übertragungsstrekken mit Hilfe eines Oszillografen betriebsmäßig auf Frequenzgang, nichtlineare Verzerrungen und Einschwingen überwacht werden können, wobei auf einem Oszillogramm die einzelnen Werte eindeutig erkennbar sein müssen.

Bild 2 (siehe 3. Umschlagseite) zeigt das elektronische Testbild, das vom Deutschen Fernsehfunk täglich gesendet wird. Das Testbild wird durch senkrechte und waagerechte Linien, in (ausgenommen an den Rändern) über das ganze Bildfeld verteilte gleiche Rechtecke aufgeteilt, nach denen die Geometrie der Bildschreiber eingestellt werden kann. In der Mitte des Bildes ist waagerecht ein Graukeil angeordnet, bei dem die 10 Spannungsstufen angenähert gleichmäßig von weiß nach schwarz abfallen. Dieser Graukeil durchläuft den Gesamtpegel der Signalspannung und ist somit im ganzen Übertragungskanal der Bezugspegel für die Verstärker und Relaisstrecken-Einstellung. Der Fernsehteilnehmer kann danach an seinem Empfänger den Helligkeits- und den Kontrastregler so einstellen, daß alle Stufen des Graukeils von schwarz bis weiß erkennbar sind. Während der Sendung sollten dann diese Einstellungen der beiden Regler nicht mehr geändert werden.

Die weitere Aufteilung des Testbildes ist so, daß symmetrisch zu dem Graukeil nach oben und unten je zwei Reihen mit einer Frequenz von 4,5 MHz und 3 MHz sowie an den Rändern nochmals Reihen mit 4,5 MHz erscheinen.

Bildet man die Signalspannung am Ausgang des Testbildgebers oszillografisch ab, indem man alle Zeilen übereinanderschreibt, so erhält man ein Oszillogramm nach Bild 3. Das Signal enthält keine Synchronimpulse, da diese erst am Studioausgang zugesetzt werden. Man sieht die hochfrequenten Spannungen, die durch die vertikalen schwarzen Streifen

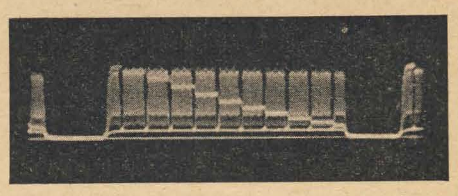


Bild 3: Oszillogramm über die Zeilen des elektronischen Testbildes

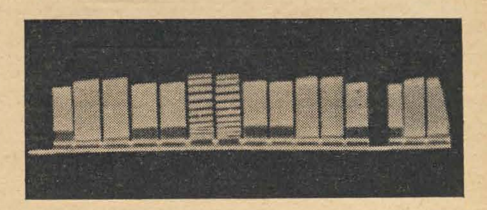


Bild 4: Oszillogramm über ein Bild des elektronischen Testbildes

unterbrochen werden. Außerdem ist die Treppenspannung des Graukeils gut zu erkennen. Beim Austastimpuls ist die 5%ige Schwarzabhebung deutlich sichtbar. Wird die Signalspannung oszillografisch so abgebildet, daß man ein ganzes Bild auf einmal schreibt, so erhält man das Oszillogramm nach Bild 4. Die hochfrequenten Spannungen von 3 und 4,5 MHz sind jetzt nebeneinander geschrieben und sind durch die verschiedenen Amplituden zu unterscheiden. Sie werden durch die vertikalen schwarzen Streifen unterbrochen. Die Treppenspannungen der Stufengraukeile sind als übereinandergeschriebene horizontale Linien gut zu sehen.

An Hand eines Blockdiagrammes (Bild 5) soll nun kurz die technische Arbeitsweise des Testbildgebers beschrieben werden, mit dem das Testbild erzeugt wird.

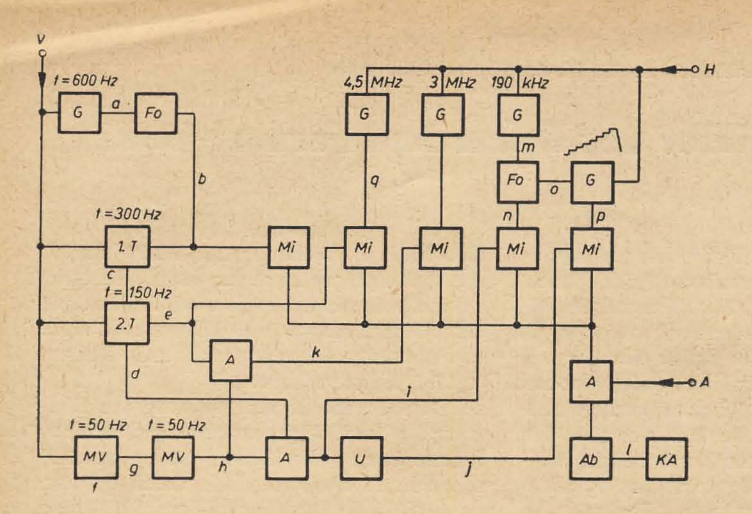
Für den Betrieb dieses Gerätes werden folgende Impulsarten benötigt:

V-Impulse (vertikal, $f = 50$ Hz),

H-Impulse (horizontal, $f = 15\,625$ Hz)

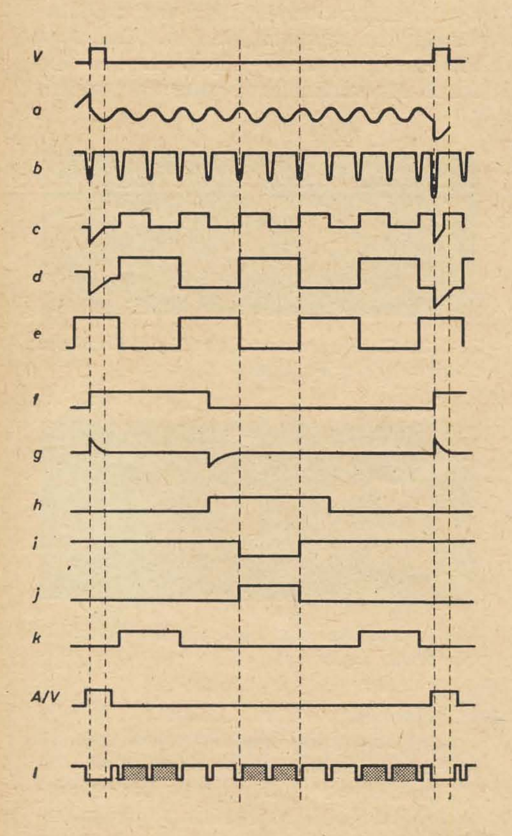
und

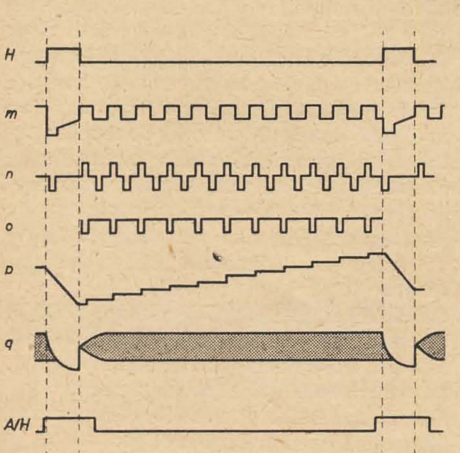
A-Impulsgemisch (Austastung), bei dem die V-Impulse etwa 8% und die H-Impulse 18% der Zeit der Wiederholungsfrequenz breit sind.



G = Generator
Fo = Formierungsstufe
T = Frequenzteiler
MV = Multivibrator
A = Austaststufe
U = Umkehrstufe
Mi = Misch- und Taststufe
Ab = Abschneidung
KA = Katodenausgang

Bild 5: Blockschema und Impulsplan des elektronischen Testbildes





Für alle im Testbild vorkommenden Frequenzen werden impulsgetastete Generatoren benutzt, wodurch sich ein phasenstarrer Einsatz der Frequenzen ergibt. Da der Studiobetrieb zur Zeit mit Netzvergleich arbeitet, besteht die Möglichkeit, daß sich bei Netzfrequenzänderungen auf der rechten und auf der unteren Seite des Bildes die Lage der letzten Streifen zum Bildrand hin ändern kann. Die Aufteilung des Bildes in vertikaler Richtung erfolgt durch elf horizontale Streifen, die von einem mit V-Impulsen synchronisierten Generator mit einer Frequenz von etwa 600 Hz erzeugt werden. Dieser Generator erzeugt Schwingungen (a), die in einer Formierungsstufe durch Übersteuerung zu Impulsen (b) abgeschnitten werden. Diese Impulse synchronisieren einen als Zweiteiler arbeitenden Multivibrator (c), der gleichzeitig noch mit V-Impulsen synchronisiert wird. Hierdurch erfolgt ein gleichmäßiger Beginn der Multivibratorschwingungen mit den V-Impulsen. In einem weiteren Teiler, der ebenfalls durch V-Impulse und von den Impulsen des ersten Teilers angestoßen wird, wird dann diese Frequenz nochmals geteilt. Somit entstehen Impulse mit einer Frequenz von etwa 150 Hz (d), mit denen in späteren Mischvorgängen die Einblendungen der einzelnen Frequenzen in das Gesamtbild erfolgen. Für die Graukeileinblendung in den Mittelstreifen des Bildes werden in einem Multivibrator, der mit V-Frequenz schwingt, Verschiebeimpulse erzeugt (f). Nach Differenzierung (g) wird ihre Rückfront zur Synchronisation eines weiteren Multivibrators benutzt. Der mit diesem Multivibrator erzeugte Impuls (h) hat eine Breite von mehr als einer halben Periodendauer der Impulsfolge von d und liegt zeitlich so, daß er vor dem zweiten posi-

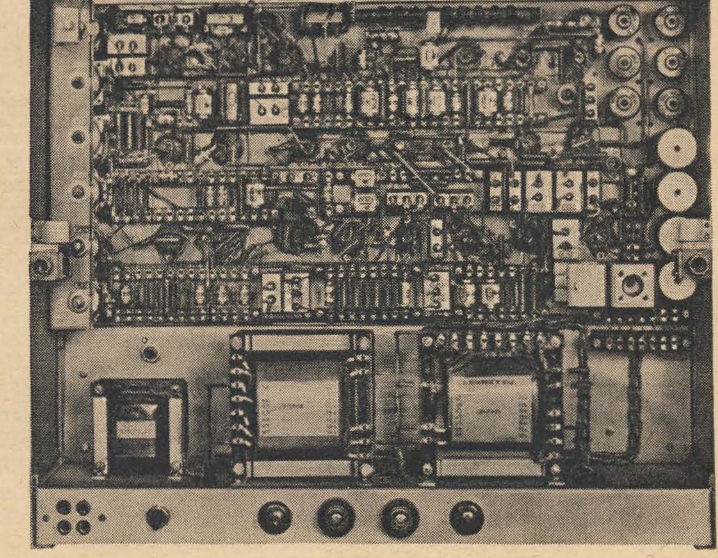


Bild 6: Testbildgeber von vorn, Blick auf die Schaltung

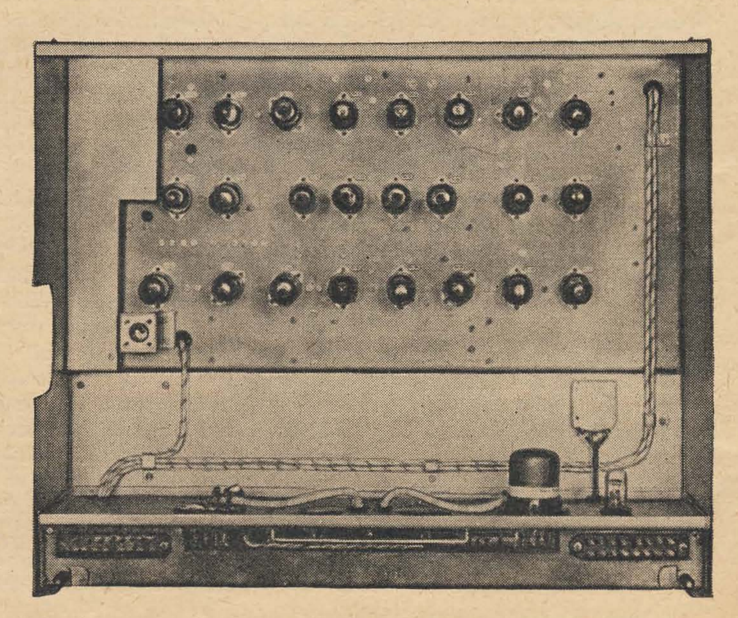


Bild 7: Testbildgeber von der Rückseite, Blick auf die Röhren

tiven Impuls des zweiten Teilers (d) beginnt. In einer Austaststufe werden die Impulse d und h so gemischt, daß an der Anode dieser Röhre ein Signal entsteht, bei dem nur der mittlere Impuls vorhanden ist (i). In einer weiteren Austaststufe werden die Impulse e und h so gemischt, daß die Eintastimpulse für die 3-MHz-Frequenz (k) entstehen. Die für die Erzeugung der vertikalen Linien benutzten Generatoren werden mit H-Impulsen angestoßen. Für die zehn vertikalen Streifen, die in Verbindung mit den horizontalen die Rechtecke ergeben, wird ein Generator benutzt, der mäanderförmige Schwingungen (m) abgibt. Durch Formierung wird eine Impulsfolge (n) erzeugt, deren Dauer der Breite der Streifen entspricht. Gleichzeitig werden von der Formierungsstufe die Steuerimpulse (o) für den Treppengenerator entnommen, der durch Kondensatoraufladung annähernd gleichmäßige Spannungsstufen (p) ergibt. Zur Beurteilung des Frequenzganges des Übertragungsweges und für die Auflösungsprüfung werden in zwei Sinusgeneratoren die Frequenzen 3 und 4,5 MHz (q) erzeugt. Durch Ein- und Austastung von fünf Röhren erfolgt an einem gemeinsamen Anodenwiderstand die Mischung aller Impulse derart, daß sie das endgültige Bild ergeben. Dieses Impulsgemisch wird in einer weiteren Röhrenschaltung mit dem A-Impulsgemisch ausgetastet und durch Abschneiden mit dem richtigen Schwarzwert versehen. Über eine Katodenstufe wird dann das fertige Signal abgegeben.

Der machanische Aufbau dieses Gerätes ist aus den Bildern 6 und 7 zu ersehen.

Bei einer Gegenüberstellung der beiden Verfahren zur Erzeugung von Testbildern hat es sich gezeigt, daß sich elektrische Testbildgeber in der Praxis durch ihre Einfachheit und Übersicht bestens bewährt haben und durch den Wegfall jeglicher Bedienung den optisch-elektrischen Bildgebern überlegen sind.

Literaturkritik und Bibliographie

Josef Kammerloher

Elektrotechnik des Rundfunktechnikers

Fachbuchverlag Leipzig, 1956

Band I: Gleichstrom

3., verbesserte Auflage

193 Seiten, 148 Bilder, DIN A 5, Halbleinen 8,50 DM

Band II: Wechselstrom

3., verbesserte Auflage

328 Seiten, 235 Bilder, DIN A 5, Halbleinen 9,80 DM

Das nunmehr in der dritten Auflage erschienene Lehrbuch behandelt in breiter und ausführlicher Form die für den Rundfunktechniker wichtigen Anwendungen der elektrischen Grundgesetze. Während der 1. Teil im wesentlichen auf Gleichstromvorgänge von den elementaren Grundschaltungen bis zu den Eigenschaften ausgedehnter Leitergebilde eingeht, beschäftigt sich der 2. Teil sehr eingehend mit den Gesetzen des Wechselstroms. Hier wird mit der einfachen Zeigerdarstellung begonnen; die weitere Fortführung erstreckt sich mit Hilfe der symbolischen Methode bis zu den komplizierteren Ein- und Ausschaltvorgängen, der Analyse mehrwelliger und verzerrter Ströme in frequenzabhängigen Stromkreisen und den verschiedenen Modulationsarten.

Nicht nur wegen des sehr weitreichenden Stoffumfanges ist das Buch so wertvoll, sondern vor allem in seiner vollendet gelungenen Form der Darstellung für den Lernenden. Die mathematischen Herleitungen erfolgen in liebevoller Ausführlichkeit und weisen — was der Anfänger besonders dankbar empfindet — gerade an den schwierigeren Stellen nirgends jene Sprünge auf, die das Studium so manches anderen Fachbuches erschweren.

Es ist nun einmal so, daß der Studierende an die Erscheinungen der Elektrizität nicht erst dann herangehen kann, nachdem er sich die mathematischen Voraussetzungen voll und ganz angeeignet hat und diese dann mühelos anwenden kann. Vielmehr müssen Mathematik und Elektrotechnik in den Studienplänen der Ingenieurschulen zeitlich parallel laufen. Dabei läßt es sich kaum vermeiden, daß besonders in der Hochfrequenztechnik die wünschenswerten mathematischen Kenntnisse noch nicht vorhanden sind. Die Kunst besteht dann darin, beispielsweise die Aufladung eines Kondensators oder die Wirkung der Selbstinduktion ohne die Mittel der Integralrechnung exakt abzuleiten. Wenn der Verfasser diesen bedeutend mühevolleren Weg beschritten hat, so ist ihm besonders dafür zu danken; denn in pädagogischer Hinsicht steht das Prinzip der Leichtfaßlichkeit immer noch über dem Grundsatz eleganter Kürze. Freude macht es daher auch, wie die Exponentialform der komplexen Zahl ohne Reihenentwicklung gefunden wird und selbst schwierige Probleme, wie die Berechnung des Skineffektes, in leichtverständlicher Weise gemeistert werden. Ein weiterer Vorzug des Buches sind die zahlreichen, an allen Stellen eingestreuten Rechenbeispiele, aus denen sofort die praktische Anwendung ersichtlich wird und das Erlernte anschauliche Gestalt gewinnt.

Es ist daher wirklich schwer, an dem Werk etwas auszusetzen, es sei denn, man wünschte es sich umfangreicher und z. B. die Theorie der Ortskurven und ihrer Anwendungen, die nur beiläufig erwähnt sind, oder die Berechnung von Netzwerken ausführlicher berücksichtigt. Wie wäre es daher mit einem dritten Teil?

Freilich tritt, dem Gesamtcharakter des Buches entsprechend, das Mathematisch-Rechnerische mehr in den Vordergrund als die physikalische Seite der elektrischen Erscheinungen, die — um nicht zu sagen vernachlässigt — als bekannt vorausgesetzt wird. So kommt es, daß z. B. die Maßeinheit der elektrischen Feldstärke (V/cm) mit Hilfe einer Dimensionsbetrachtung (aus der je Ladungseinheit wirkenden Kraft) abgeleitet wird. Eines solchen Kunstgriffes bedarf es aber gar nicht, weil von vornherein jede Maßgröße durch das ihr zugeordnete experimentelle (oder gedachte) Meßverfahren definiert ist. Maßeinheiten für das elektrische Feld lassen sich nun durch mehrere solcher Verfahren bestimmen, die an sich voneinander unabhängig sind:

1. Feldstärke als Spannung je cm Feldlinienlänge, 2. Feldstärke als Kraft je Ladungseinheit und 3. Verschiebungsdichte als vom Feld influenzierte oder verschobene Ladungsmenge je Flächeneinheit. Die gegenseitige Verknüpfung dieser Feldgrößen bzw. ihre zahlenmäßigen Beziehungen ergeben sich dann aus den zugrunde liegenden Maßsystemen. Auf keinen Fall aber hat, und erst recht nicht „physikalisch", die Feldstärke die „Dimension" einer Kraft. Man sollte daher eingedenk der Bemühungen eines Pohl oder Wallot in Lehrbüchern der Elektrotechnik mit der Formulierung physikalischer Begriffe recht vorsichtig sein. Auch bei der Erläuterung des Begriffes der Wirkleistung hätte ein wenig mehr gesagt werden sollen, als daß sie „wirklich verbrauchte Arbeit je Sekunde" sei.

Im Verhältnis zum Ganzen aber sind das nur kleine Schönheitsfehler, die dem hohen Wert des Buches keinen Abbruch tun. Es wird seine Mission als bewährtes Lehrbuch im Unterricht und zuverlässiger Führer im Selbststudium auch weiterhin vortrefflich erfüllen und jedem, der es einmal in der Hand hatte, unentbehrlich sein.

Lindner

Heinz Richter

Tonaufnahme für Alle

2. Auflage

Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1956

232 Seiten, 92 Bilder im Text und 29 Tafelbilder

Halbleinen 9,80 DM

Dieses nunmehr in der 2., überarbeiteten Auflage vorliegende Buch ist der vierte Band aus der vom Verlag herausgegebenen Reihe „Radio-Praxis für Alle". Als ein Leitfaden der Magnetton- und Schallfolientechnik und eine Anleitung zum Selbstbau von Tonaufnahmegeräten gedacht, wendet es sich sowohl an den Tonamateur als auch an den Anfänger.

In elementarer, leichtverständlicher und geschickter Weise wird der Leser in die Praxis der Aufnahmetechnik, die konstruktive Ausführung von industriellen Geräten und den Bau und Betrieb von Selbstbaugeräten eingeführt. Studiogeräte werden nicht besprochen. Während das erste Kapitel die für das Verständnis der Magnettontechnik unbedingt erforderlichen Grundlagen behandelt, enthält das zweite Kapitel ausführliche Beschreibungen mit Stromlaufplänen von neueren Tonbandgeräten der Firmen AEG-Telefunken, Grundig und Uher sowie Angaben über weitere Geräte einschließlich verschiedener Diktiergeräte. Dann werden technische Daten von Magnettonköpfen verschiedener Hersteller genannt und ihr Aufbau beschrieben. Den Abschluß bildet ein kurzer Überblick über die Tonbänder und das sonstige industrielle Zubehör.

Der dritte Abschnitt ist dem Selbstbau von Tonbandgeräten gewidmet, wobei der Leser an einigen Beispielen mit der Wirkungsweise und dem Aufbau der Geräte vertraut gemacht wird. Das vierte, verständlicherweise kürzer gefaßte Kapitel behandelt die Grundlagen der Schallfolientechnik: das Schneiden von Folien. Vorschub- und Führungseinrichtungen, Laufwerke, die Schneidevorrichtung usw.

Der tiefer in das Gebiet der Schallaufnahmetechnik eindringende Amateur kommt ohne Zuhilfenahme der Meßtechnik nicht weiter. Im folgenden Abschnitt werden daher einige Messungen und Meßanordnungen beschrieben, auf die bei ernsthafteren Arbeiten nicht verzichtet werden kann. Zunächst werden die grundsätzlich zu berücksichtigenden Gesichtspunkte beim Messen, weiter die erforderlichen Meßinstrumente und Meßgeräte, Messungen an Magnettongeräten. Verstärkern und schließlich einfache Aussteuerungsmesser und die Aussteuerungskontrolle behandelt.

Die Einrichtung des Arbeitsraumes, die erforderlichen Werkzeuge und Instrumente, die Durchführung von Magnetton- und Folienaufnahmen und die Beseitigung von Aufnahmefehlern findet man im sechsten Kapitel.

Im letzten Kapitel werden die verschiedenen allgemeinen und besonderen Anwendungsgebiete der Schallaufzeichnung in kurzer Form dargestellt.

Abgeschlossen wird das Buch durch ein Verzeichnis einiger wichtiger Herstellerfirmen und der verwendeten Bücher und Broschüren (11 Titel) sowie das Sachregister.

Besonders hervorzuheben sind die vorzüglichen 29 Tafelbilder von Geräten, Magnettonköpfen und anderen Bauelementen.

Auf einige Ungenauigkeiten muß jedoch hingewiesen werden:

Die Wicklungen der Magnetköpfe (S. 19 und 23) müssen hintereinander- und nicht gegeneinandergeschaltet sein.

Auf Seite 95 wird bei der Besprechung eines Außenläufertonmotors besonders erwähnt, er laufe von selbst an. Dies ist Stand der Technik und gilt daher auch für alle anderen Magnettonmotoren.

Nicht nur Hysteresemotoren (S. 52), auch normale Asynchron- und Synchronmotoren können polumschaltbar ausgelegt werden.

Der Abschnitt über die heute doch noch relativ teuren Tonbänder enthält leider keine Hinweise über die erforderliche schonende Behandlung und Pflege der Bänder. Häufige Klagen der Besitzer von Tonbandgeräten über schlechte Aufnahme- bzw. Wiedergabequalität sind teilweise

auf den unsachgemäßen Umgang mit den Bändern zurückzuführen.
Bei der Besprechung der Trägermaterialien für die Magnetbänder wäre die Erwähnung der sehr widerstandsfähigen Polyesterfolie, Handelsname „Mylar", die seit einigen Jahren in den USA gefertigt wird, zu wünschen.
Die Definition der Dynamik eines Verstärkers (S. 178) ist ungenau. Die Angaben über die Magnetköpfe der verschiedenen Firmen wurden offensichtlich ungeprüft übernommen, was daraus zu ersehen ist, daß bei den Angaben zweier Hersteller für die Einheit Henry die Abkürzung Hy statt H gewählt wurde. Die Werte der verschiedenen Magnetköpfe sind kaum vergleichbar, da sie unter unterschiedlichen Bedingungen, die nicht der Norm entsprechen, gewonnen wurden. Bei einem anderen Fabrikat heißt es, man habe die Angaben „gemäß Normvorschlag auf Scotch-Band 111 A bezogen". Dieser Vorschlag existiert nicht.
Die Darstellung der Magnetköpfe in den Teilschaltbildern ist unterschiedlich und ebenfalls von der Norm abweichend.
Der Feststellung auf Seite 198, der Sprechstrom werde „bekanntlich" entweder von der Endstufe eines Rundfunkempfängers oder einem anderen Verstärker geliefert, der nicht mit dem Magnettongerät unmittelbar zusammenhängt, stehen die vorhergehenden Beschreibungen der Industriegeräte z. B. KL 65 und TK 5 entgegen. Diese und alle anderen neueren Geräte besitzen einen Aufsprechverstärker.

Da DIN 45511 eine Eingangsempfindlichkeit von 5 mV angibt, resultiert hieraus zwangsläufig ein eigener Aufsprechverstärker. Zu der Bemerkung auf Seite 94, die Bandempfindlichkeit werde bei 1 kHz gemessen, ist zu sagen, daß dies nach DIN 45513 nur für die Bandgeschwindigkeiten 76,2 und 38,1 cm/s zutrifft. Für 19,05 und 9,53 cm/s wurden 330 Hz bzw. 160 Hz gewählt.

Weiter wäre noch nachzutragen, daß neben der RCA (S. 223) die Fa. Ampex mit einem Magnetbandgerät zur Aufzeichnung von Fernsehprogrammen im Jahre 1956 an die Öffentlichkeit getreten ist, das sich neben guten qualitativen Eigenschaften durch die geringe Bandgeschwindigkeit von 38,1 cm/s auszeichnet.

Aus dem vorstehend Aufgeführten ist ersichtlich, daß der in der Anmerkung zur 2. Auflage enthaltenen Feststellung, die 2. Auflage würde den neuesten technischen Stand von 1956/57 widerspiegeln, nicht ganz zugestimmt werden kann.

Ein mäßigerer Gebrauch des Wortes „absolut" wird empfohlen. Hierzu einige Beispiele: Eine „absolut konstante" Bandgeschwindigkeit bei Aufnahme und Wiedergabe (S. 48 und 54) gibt es leider in der Praxis nicht, desgleichen keine „absolut" gleichmäßig magnetisierten Bänder (S. 164).

Es ist zu wünschen, daß bei einer Neuauflage neben der Berichtigung einiger Druckfehler die aufgeführten kleinen Mängel, die den Wert des Buches nicht schmälern sollen, abgestellt werden. *Strobel*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Bild 1: Optisches Testbild des Deutschen Fernsehfunks

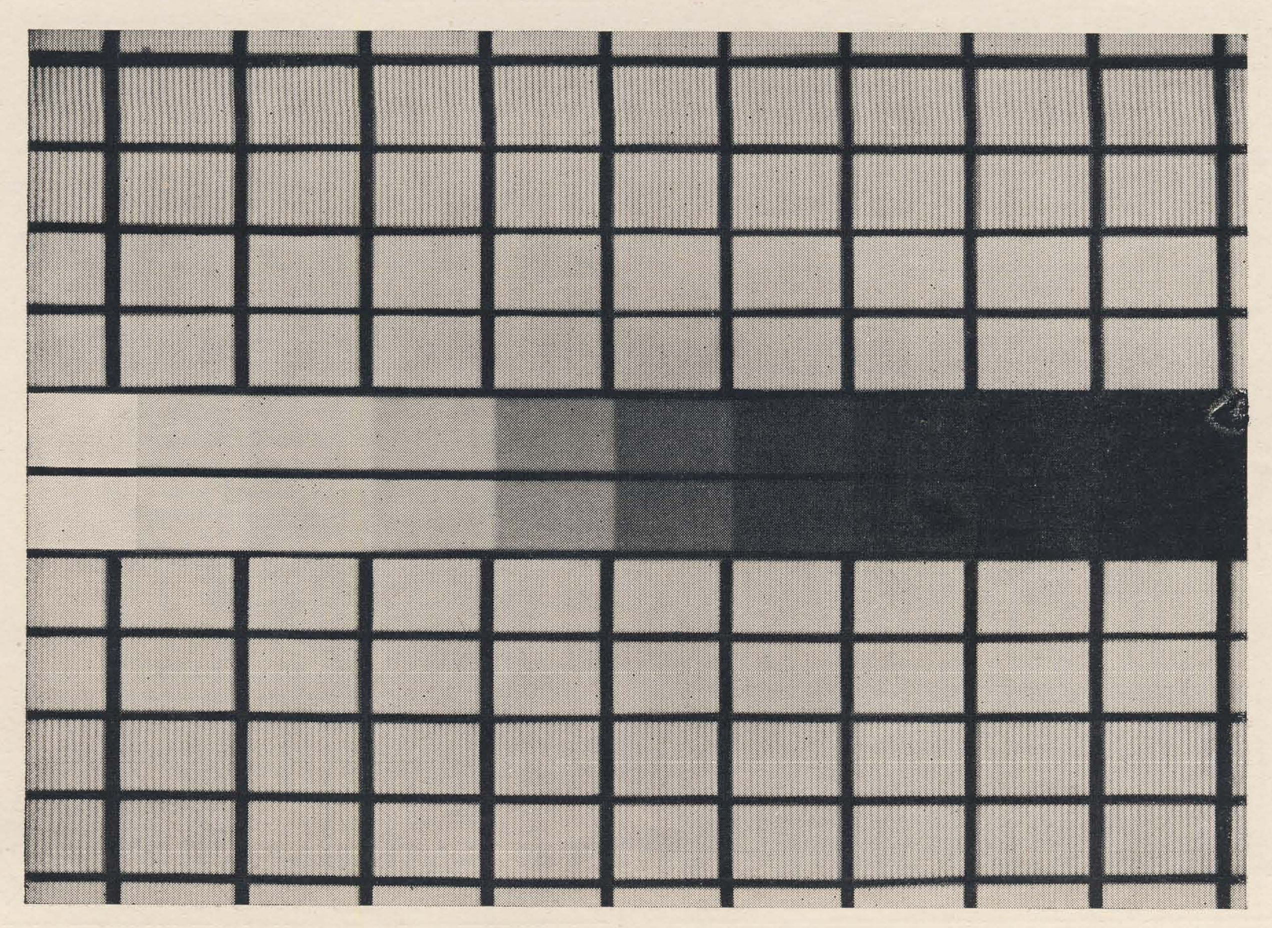


Bild 2: Elektronisches Testbild des Deutschen Fernsehfunks